

Sarianna Alanko

## **Vahvistin ultramatalan kentän magneettikuvauslaitteeseen**

**Sähkötekniikan korkeakoulu**

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi  
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 1.6.2015.

**Työn valvoja:**

Prof. Raimo Sepponen

**Työn ohjaaja:**

DI Koos Zevenhoven



**Aalto-yliopisto**  
Sähkötekniikan  
korkeakoulu

Tekijä: Sarianna Alanko

Työn nimi: Vahvistin ultramatalan kentän magneettikuvauslaitteeseen

Päivämäärä: 1.6.2015

Kieli: Suomi

Sivumäärä: 9+63

Neurotieteen ja lääketieteellisen tekniikan laitos, Aalto-yliopisto

Professuuri: Sovellettu elektroniikka

Koodi: S-66

Valvoja: Prof. Raimo Sepponen

Ohjaaja: DI Koos Zevenhoven

Magneettikuvaus (MRI, Magnetic Resonance Imaging) on laajasti käytössä oleva ei-invasiivinen lääketieteellinen kuvantamismenetelmä, jonka pehmytkudosten erottelukyky on erinomainen. Ultramatalan kentän (ULF) MRI on vielä kehityksen alla oleva menetelmä, jossa kuva muodostetaan vain mikrotreslaluokan kentässä syntyvistä signaaleista. Mittaukset tehdään erittäin herkillä suprajohtavuuteen perustuvilla SQUID-antureilla. ULF-MRI:n etuja ovat laitteen avoin geometria, yhteensopivuus magnetoenkefalografian (MEG) kanssa, ainutlaatuiset kontrastiominaisuudet ja mahdollisuus monipuoliseen sekvenssikehitykseen.

Mitattavat signaalit ovat ULF-MRI:ssä kilohertsitaajuuksilla, jotka ovat paljon matalampia kuin perinteisen MRI:n megahertsin taajuudet. Matalammat signaalitasot ja -taajuudet asettavat laitteen elektroniikalle korkeat vaatimukset. MRI-keleihin pitäisi syöttää virtaa, jonka kohinan amplitudi olisi huomattavan pientä kilohertsin taajuudelta alkaen. Keloja ohjaavan elektroniikan aiheuttama magneettikentän kohina tulisi olla selvästi pienempi kuin  $5 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Tarvittavan magneettikentän suuruuden ollessa  $100 \mu\text{T}$  vahvistimen dynaamisen alueen tulisi olla hyvin suuri. Tällä hetkellä markkinoilla ei ole virtalähteitä, joiden ominaisuudet olisivat riittävät. Sopivien virtalähteiden puute rajoittaa uusien ULF-MRI kuvaussekvenssien kehitystä.

Tässä työssä suunniteltiin ja rakennettiin ULF-MRI:n tarpeisiin soveltuva virtalähde. Sen tärkein erikoisominaisuus on sen kyky siirtyä pienikohinaiseen moodiin. Toinen erikoisominaisuus on lisäjännitelähteiden käyttäminen tarvittaessa virran muutosten aikana, jotta virtalähteen tehonkulutus ei kasva turhan suureksi. Tässä työssä on myös testattu rakennetun virtalähteen toiminta. Virtalähde täyttää pääosin sille asetetut vaatimukset, ja se tulee käyttöön Aalto-yliopiston ULF-MRI-MEG-hybridilaitteeseen.

Avainsanat: virtalähde, vahvistin, magneettikuvaus, MRI, ultramatalan kentän MRI

Author: Sarianna Alanko

Title: Amplifier for ultra-low-field MRI device

Date: 1.6.2015

Language: Finnish

Number of pages:9+63

Department of Neuroscience and Biomedical Engineering, Aalto University

Professorship: Applied electronics

Code: S-66

Supervisor: Prof. Raimo Sepponen

Instructor: M.Sc. Koos Zevenhoven

Magnetic resonance imaging (MRI) is a widely used non-invasive medical imaging technique, which has an excellent resolution for soft tissue. Ultra-low-field (ULF) MRI is a method, still under development, in which the signals are acquired in a magnetic field of mere microtesla, using highly sensitive SQUID sensors based on superconductivity. Advantages of ULF-MRI include the open geometry of the device, compatibility with magnetoencephalography (MEG), unique contrast features and possibilities of versatile sequence development.

In the ULF-MRI, the signal frequencies are in the kilohertz range, much lower than the megahertz frequencies in traditional MRI. The low signal levels and frequencies present a challenge in the electronic requirements for the measurement device. The MRI coils should be fed with extremely low-noise current so that the magnetic-field noise due to the electronics controlling the coils does not exceed the noise level of the sensors (on the order of  $5 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ ). The low-noise should start from at least kilohertz. When the magnetic field needed is  $100 \text{ }\mu\text{T}$ , the dynamic range of the amplifier should be very large. Currently, there are no amplifiers on the market with a sufficiently low noise level for ULF-MRI use. The lack of sufficient amplifiers constrains the development of new ULF-MRI imaging sequences.

In this study, an amplifier suitable for ULF-MRI use was designed and built. Its most unique feature is its ability to switch to a low-noise mode. Another special feature of the amplifier is its implementation of additional power supplies, applied when necessary, adapting to changes in the current, to limit the power consumption of the amplifier. The properties of the amplifier were also tested. It mostly meets the requirements set for it and it will be used by the Aalto University ULF-MRI-MEG hybrid device.

Keywords: current source, amplifier, magnetic resonance imaging, MRI, ultra-low-field MRI

## Esipuhe

Tämä diplomityö on tehty Aalto-yliopiston Neurotieteen ja lääketieteellisen tekniikan laitokselle. Esimiehelleni Risto Ilmoniemelle olen kiitollinen mahdollisuudesta työskennellä erittäin kiinnostavassa ja haastavassa tutkimusprojektissa.

Työn valvojana on toiminut sovelletun elektroniikan professori Raimo Sepponen. Kiitokset hänelle hyvistä neuvoista.

Työn ohjaajana on toiminut Koos Zevenhoven. Hänelle kuuluu erittäin suuri kiitos työssä ohjaamisesta ja useista inspiroivista keskusteluista. Lisäksi haluan kiittää häntä, Panu Vesasta, Juhani Dabekia ja Jaakko Niemistä miellyttävästä työilmapiiristä.

Kiitos perheelle ja ystäville kannustuksesta ja etenkin Nanayaw’lle kiitos tuesta ja myötäelämisestä. Kiitos vanhemmille ja Henrietalle korvaamattomasta lastenhoitoavusta.

Otaniemessä, 1.6.2015

Sarianna Alanko



# Sisältö

<b>Tiivistelmä</b>	<b>ii</b>
<b>Abstract in English</b>	<b>iii</b>
<b>Esipuhe</b>	<b>iv</b>
<b>Sisällysluettelo</b>	<b>v</b>
<b>Symbolit ja lyhenteet</b>	<b>vii</b>
<b>1 Johdanto</b>	<b>1</b>
<b>2 Matalakenttämagneettikuvaus</b>	<b>3</b>
2.1 Tausta . . . . .	3
2.2 Pulssisekvenssi ja vaatimukset virtalähteelle . . . . .	5
2.3 SQUID-anturit ja kohina . . . . .	7
2.4 Nykyinen mittausjärjestelmä Aalto-yliopistolla . . . . .	9
<b>3 Vahvistimen toteutukseen liittyvä teoria</b>	<b>12</b>
3.1 Negatiivinen takaisinkytkentä . . . . .	12
3.2 Induktiivinen kuorma . . . . .	13
3.3 Jännite- ja transkonduktanssivahvistin . . . . .	14
3.4 Kohina . . . . .	16
3.5 MRI-laitteen virtalähteen hyötysuhde . . . . .	19
<b>4 Vahvistimen periaate ja toteutus</b>	<b>20</b>
4.1 Rakennetun vahvistimen toimintaperiaate . . . . .	20
4.1.1 Ohjausasteen erityispiirteet . . . . .	20
4.1.2 Pääasteen erityispiirteet . . . . .	24
4.2 Ohjausaste . . . . .	25
4.2.1 Ohjaussignaalien käsittely ja takaisinkytkentäpiirit . . . . .	25
4.2.2 Vahvistimen kohina . . . . .	29
4.3 Pääaste . . . . .	30
4.4 Piirin stabilointi induktiiviselle kuormalle . . . . .	34
4.5 Vahvistimen ulkoasu ja liitännät . . . . .	35
<b>5 Rakennetun vahvistimen testaaminen</b>	<b>37</b>
5.1 Menetelmät . . . . .	37
5.1.1 Kohinamittaukset . . . . .	37
5.1.2 Vastemittaukset . . . . .	37
5.2 Tulokset . . . . .	39
5.2.1 Vahvistimen kohina . . . . .	39
5.2.2 Lisäjännitelähteen vaikutus . . . . .	39
5.2.3 Virran vaeltaminen pienikohinaisessa moodissa ja näytteistys- piirin nopeus . . . . .	42

5.2.4	Vahvistuksen lineaarisuus . . . . .	43
5.2.5	Virtapulssien vaste ja askelvaste . . . . .	44
5.2.6	Suljetun silmukan taajuusvaste . . . . .	46
5.2.7	Nollanylimenosäro ja hiljainen virta . . . . .	46
<b>6</b>	<b>Pohdinta ja yhteenveto</b>	<b>49</b>
	<b>Viitteet</b>	<b>51</b>
	<b>Liitteet</b>	<b>56</b>
<b>A</b>	<b>Ohjauspiirin piirilevyn kytkentäkaaviot</b>	<b>56</b>
<b>B</b>	<b>Pääteasteen kytkentäkaavio</b>	<b>60</b>
<b>C</b>	<b>Ohjauspiirin käyttöjännitteiden kytkennät</b>	<b>61</b>

# Symbolit ja lyhenteet

## Symbolit

$A$	avoimen silmukan vahvistus
$A_f$	suljetun silmukan vahvistus
$A_v$	jännitevahvistus
$\beta$	takaisinkytkentätekijä
$\vec{B}$	magneettikenttä
$\vec{B}_0$	mittauskenttä
$\vec{B}_1$	virityspulssi
BW	taajuuskaista (engl. bandwidth)
$C$	kapasitanssi
$E$	energia
$f$	taajuus
$g_m$	transkonduktanssi
GE	vahvistuksen virhe (engl. gain error)
$G_x$	$x$ -suuntainen gradienttikenttä
$G_y$	$y$ -suuntainen gradienttikenttä
$G_z$	$z$ -suuntainen gradienttikenttä
$\gamma$	gyromagneettinen suhde
$i_n$	virtakohina
$\theta$	terminen resistanssi
$h$	Plancin vakio
$I$	virta
$I_D$	nieluvirta (engl. drain current)
$I_{\text{off}}$	siirrosvirta (engl. offset current)
$I_{\text{out}}$	lähtövirta
$k$	Boltzmannin vakio
$L$	induktanssi
$\vec{M}$	kokonaismagnetoituma
$P$	teho
$R$	resistanssi
$R_L$	kuorman resistanssi
$R_m$	virranmittausvastus
$R_{\text{on}}$	FET:in johtavan tilan resistanssi
$R_S$	FET:in lähteen ja maan välinen resistanssi
$\rho$	vokselin koko
$t$	aika
$T$	lämpötila
$T_a$	ympäristön lämpötila (engl. ambient temperature)
$T_j$	puolijohdeliitoksen lämpötila transistorissa (engl. junction temperature)
$\tau$	aikavakio

$\theta_{cs}$	terminen resistanssi komponentista jäähdytyselementtiin (engl. thermal resistance, case to heatsink)
$\theta_{jc}$	terminen resistanssi puolijohdeliitoksesta komponentin kotelon pinnalle (engl. thermal resistance junction to case)
$\theta_{sa}$	terminen resistanssi jäähdytyselementistä ilmaan (engl. thermal resistance, heatsinks to ambient air)
$U$	jännite
$u_C$	kondensaattorin jännite
$U_C$	kondensaattorin DC-jännite
$U_{DS}$	jännite nieltä lähteelle (engl. drain-to-source voltage)
$U_{GS}$	jännite hilalta lähteelle (engl. gate-to-source voltage)
$u_{in}$	tulojännite
$u_n$	kohinajännite
$u_o$	lähtöjännite
$u_{rms}$	rms-jännite (engl. root-mean-square voltage)
$U_{th}$	kynnysjännite (engl. threshold voltage)
$u_{tn}$	termisen kohinan jännite (engl. thermal noise voltage)
$\Phi_0$	magneettivuokvantti
$Q$	kondensaattorin varaus
$\varphi$	spinien vaihe
$\omega_0$	kulmataajuus
$x_n$	kohina pääteasteessa
$x_o$	kohina lähdössä
$Z_L$	kuorman impedanssi

## Lyhenteet

AC	vaihtovirta (engl. Alternating Current)
BJT	bipolaaritransistori (engl. Bipolar Junction Transistor)
BNC	Bayonet Neill-Concelman -liitin, koaksiaalikaapeleihin tarkoitettu liitin
A/D	analogisesta digitaaliseen
D/A	digitaalisesta analogiseen
DC	tasavirta (engl. Direct Current)
DSP	digitaalinen signaaliprosessori
FET	kanavatransistori (engl. Field-Effect Transistor)
FFT	nopea Fourier-muunnos (engl. Fast Fourier Transform)
FID	vapaa induktiovaimeneminen (engl. Free Induction Decay)
JFET	liitoshila-kanavatransistori (engl. Junction gate Field-Effect Transistor)
PFET	P-kanavatyyppin FET
NBE	Aalto-yliopiston Neurotieteiden ja lääketieteellisen tekniikan laitos (engl. Department of Neuroscience and Biomedical Engineering)
NFET	N-kanavatyyppin FET
NMR	ydinmagneettinen resonanssi (engl. Nuclear Magnetic Resonance)
MEG	magnetoenkefalografia
MRI	magneettikuvaus (engl. Magnetic Resonance Imaging)
rf	radiotaajuus (engl. radio frequency)
rms	tehollisarvo, neliöllinen keskiarvo (engl. root-mean-square)
SQUID	suprajohtava kvantti-interferenssilaitte (engl. Superconducting QUantum Interference Device)
SSP	signaaliavaruusprojektiio (engl. Signal-Space Projection)
SSS	signaaliavaruuserottelu (engl. Signal Space Separation)
tSSS	spatiotemporaalinen signaaliavaruuserottelu (engl. spatioTemporal Signal Space Separation)

# 1 Johdanto

Magneettikuvaus (MRI, engl. Magnetic Resonance Imaging) on ei-invasiivinen lääketieteellinen kuvantamismenetelmä. Se on laajasti käytössä, koska siinä ei synny ionisoivaa säteilyä ja sen pehmytkudosten erottelukyky on selkeästi parempi kuin esimerkiksi tietokonetomografian. MRI:ssä kuva muodostetaan lähinnä vety-ytimien ydinmagneettisen resonanssin avulla. Vety-ytimiä viritetään korkeampaan energiatilaan, jonka jälkeen mitataan signaalia, joka syntyy kohteen vetyatomien palautuessa takaisin tasapainotilaan ulkoisessa magneettikentässä. Kohteen eri paikoista tulevat signaalit erotetaan toisistaan tekemällä magneettikentästä hallitusti paikasta riippuva. Yleensä tämä toteutetaan kolmen ortogonaalisen gradienttikenttäkelan avulla.

MRI-laitteiden nykyinen tutkimus- ja kehitystrendi on kasvattaa magneettikenttää yhä suuremmaksi, jotta signaalikohinasuhde paranee. Toinen kiinnostava lähestymistapa MRI:n tämän hetken tutkimuksessa on erittäin herkkien suprajohdavuuteen perustuvien SQUID-anturien avulla tehtävä ultramatalan kentän MRI (ULF-MRI, engl. Ultra-Low-Field MRI) [1]. ULF-MRI:ssä näyte ensin esipolarisoidaan milliteslojen luokkaa olevalla magneettikentällä, jonka jälkeen mitataan mikrotreslaluokan kentässä sen synnyttämiä signaaleja. ULF-MRI:in etuja perinteiseen MRI:hin verrattuna ovat edullisempi hinta, hiljainen toiminta ja laitteen avoin muoto. ULF-MRI saattaa myös tarjota aivan uusia klinisiä mahdollisuuksia. Sen  $T_1$ -kontrasti syöpäkudoksen ja normaalin kudoksen välillä on parempi kuin perinteisessä magneettikuvauksessa [2]. Lisäksi syöpäkudoksen kuvantamisen tarkkuutta voidaan parantaa syöpäsoluihin tarttuvan kontrastiaineen avulla. Varhaisen vaiheen syöpä voidaan mahdollisesti paikantaa tarkasti, kun samalla laitteella tehdään merkkiaineen avulla syöpäsoluja paljastava relaksometria ja anatomista informaatiota antava ULF-MRI [3]. Viime aikoina kiinnostusta on herättänyt myös suora aivotoiminnan kuvaaminen ULF-MRI-tekniikoilla [4–6]. Aivotoiminta voi muuttaa kohteen magnetisaatiota joko DC- tai AC-mekanismilla. DC-mekanismissa pitkäkestoiset aivotoiminnan aiheuttamat magneettikentät siirtävät protonien Larmor-taajuutta tai muuten muuttavat NMR-signaalin (ydinmagneettinen resonanssi, engl. Nuclear Magnetic Resonance) taajuuspektrin muotoa. AC-mekanismissa Larmor-taajuuden aivotoiminnan magneettikentät kääntävät protonien magnetisaation, ja siten syntyy NMR-signaali.

Magnetoenkefalografia (MEG) on menetelmä, jolla aivotoiminnan synnyttämiä magneettikenttiä voidaan mitata [7]. ULF-MRI-laitte on mahdollista yhdistää aivojen magneettista toimintaa mittaavan MEG-laitteen kanssa MEG:n tarkkuuden parantamiseksi. MEG:n etu on sen hyvä ajallinen resoluutio. Pelkkiä MEG-mittauksia ei kuitenkaan voida paikantaa muuten kuin karkeasti. Tarkan anatomisen paikkatiedon saamiseksi tarvitaan MRI-kuva, johon mitattu MEG-data siirretään. MEG-datan kohdistaminen MRI-kuvaan tapahtuu tutkittavan kohteen määrättyjen anatomisten pisteiden avulla. Perinteisesti tehdään ensin MRI-kuva ja sen jälkeen MEG-mittaukset eri laitteilla. Sekä MEG:ssä että ULF-MRI:ssä käytetään SQUID-antureita. MEG-mittaukset voidaan tehdä ULF-MRI:n tarpeisiin kehitetyillä SQUID-antureilla. MEG:n ja MRI:n paikkatietojen yhdistämisen virheet voitaisiin minimoida, jos mittaukset pystyttäisiin suorittamaan samassa mittauksessa ja mahdollisesti jopa sa-

manaikaisesti [8]. Näiden mittausten samanaikainen suorittaminen tosin on teknisesti erittäin haastavaa. ULF-MRI:llä on mahdollista mitata myös kohteen johtavuutta [9, 10], jota voidaan hyödyntää muun muassa aivojen sähköisen toiminnan mittausten (EEG, elektronienkefalografia) signaalilähteiden paikantamisessa.

ULF-MRI:ssä kuvattavan kohteen protonit resonoivat mittauskentässä  $\vec{B}_0$  kilohertsiluokan taajuuksilla, jotka ovat paljon matalampia verrattuna perinteisen MRI:n megahertsitaajuuksiin. Perinteistä MRI:tä matalammat signaalitasot ja signaalien matalammat taajuudet asettavat laitteen elektroniikalle haastavat vaatimukset. ULF-MRI-keloja ohjaavan elektroniikan aiheuttama häiriö on yleisesti tiedossa oleva ongelma [13]. MRI-keloihin pitäisi syöttää virtaa, jonka kohinan amplitudi olisi huomattavan pientä kilohertsin taajuudelta alkaen. Keloja ohjaavan elektroniikan aiheuttama magneettikentän kohina tulisi olla selvästi pienempi kuin  $5 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Tarvittavan magneettikentän suuruuden ollessa  $100 \text{ }\mu\text{T}$  vahvistimen dynaamisen alueen tulisi olla hyvin suuri. Tällä hetkellä markkinoilta ei löydy ULF-MRI:n tarpeisiin soveltuvaa virtalähdettä. Riittävän laajakaistainen ja vähäkohinainen virtalähde on erittäin haastavaa toteuttaa [11] [12, s. 56]. Korkeakenttä-MRI:ssä sekvenssin tarvitsema kaista on huomattavasti matalammalla taajuudella kuin mittauskaista ja siksi kohinan suodattaminen on helppoa. ULF-MRI:ssä kohinan suodattaminen ei kuitenkaan ole yksinkertaista, koska sekvenssin pulssien taajuudet ja mittauskaista ovat osittain päällekkäisiä. Virtalähteen kaistan tulisi olla riittävän suuri (useita kilohertsejä), jotta virtapulssien nousut saataisiin riittävän nopeiksi. Tällä hetkellä sopivien virtalähteiden puute myös rajoittaa uusien ULF-MRI-kuvaussekvenssien kehitystä.

Tämän työn tarkoitus on määritellä ULF-MRI-laitteessa käytettävien gradientti- ja mittauskentän virtalähteiden vaatimukset, suunnitella ja rakentaa niiden pohjalta virtalähde sekä testata rakennetun virtalähteen toiminta. Virtalähteen on tarkoitus tulla käyttöön Aalto-yliopiston ULF-MRI-MEG-hybridilaitteeseen.

Aluksi tässä työssä käsitellään ULF-MRI:hin liittyvää teoriaa ja pohditaan sen pohjalta virtalähteelle asetettavia vaatimuksia. Sen jälkeen käsitellään vahvistimen suunnittelun taustalla olevaa teoriaa. Teoriaosuuden jälkeen kerrotaan vahvistimen toimintaperiaate ja käytännön toteutus. Lopuksi käsitellään vahvistimen kohina- ja vastetestien tulokset ja pohditaan niiden merkitystä ja jatkokehityskohteita.

## 2 Matalakenttämagneettikuvaus

Tässä osiossa kerrotaan ULF-MRI-laitteeseen liittyvä teoria ja esitellään Aalto-yliopiston Neurotieteen ja lääketieteellisen tekniikan laitoksella (NBE) sijaitseva MEG–MRI-laite.

### 2.1 Tausta

Tässä kappaleessa kerrataan MRI-kuvauksen perusteet. Yksityiskohtaisempi käsittely löytyy viitteistä [14–17].

Atomiytimillä, joilla on protoneja ja neutroneja yhteensä pariton määrä, on nollasta poikkeava ydinspin, johon liittyy magneettinen momentti. Vetyatomien ydin eli protoni, jonka avulla MRI:ssä tyypillisesti muodostetaan kudoksista kuva, on esimerkki tällaisesta ytimestä. Sähköisesti varautunut ydin pyörii akselinsa ympäri, mikä saa aikaan magneettisen momentin. Magneettisen momentin suuruus riippuu tarkasteltavasta ytimestä. Sen suunta puolestaan on satunnainen, jos ulkoista magneettikenttää ei ole. Ulkoisessa magneettikentässä  $\vec{B}$  ydin prekessoi  $\vec{B}$ :n ympäri. Spinin käyttäytyminen on analoginen hyrrän pyörimisliikkeen kanssa. Ytimen prekession kulmataajuus eli Larmor-kulmataajuus on

$$\omega_L = 2\pi f_L = \gamma B, \quad (1)$$

missä  $\gamma$  on gyromagneettinen suhde ja  $f_L$  on Larmor-taajuus. Gyromagneettinen suhde on magneettisen momentin ja ydinspinin suhde. Se on eri aineille ja niiden eri isotoopeille ominainen.

Spinien ulkoisen kentän suuntaisella komponentilla on vain kaksi mahdollista arvoa, 'ylös' tai 'alas'. Nämä muodostavat vetyatomilla kaksi kvantittunutta energiatilaa, joiden välillä ytimet voivat siirtyä. Näiden tilojen energiaero on

$$\Delta E = \frac{h\gamma B}{2\pi}, \quad (2)$$

missä  $h$  on Planckin vakio. Ydin voi siirtyä näiden energiatilojen välillä joko luovuttamalla energiaa tai absorboimalla sitä. Ulkoisen magneettikentän suuntaisen tilan energia on hieman korkeampi kuin vastakkaisen tilan. Hieman suurempi osa spineistä asettuu pienemmän energian tilaan. Kokonaismagnetoituma  $\vec{M}$  on yksittäisten spinien momenttien vektorisumma. Magneettikuvauksessa spin-joukon tilaa voidaan poikkeuttaa tasapainotilasta eli virittää  $\vec{B}_1$ -pulssilla.  $\vec{B}_1$ -pulssilla kohteeseen tuodaan Larmor-taajuisia sähkömagneettista energiaa, joka sisältää kaavan (2) osoittamia energiakvantteja. Se saa aikaan kokonaismagnetoitumavektorin  $\vec{M}$  poikkeamisen päämagneettikentän  $\vec{B}_0$  suunnasta.

Virityspulssin jälkeen  $\vec{M}$  palautuu vähitellen takaisin  $\vec{B}_0$ :n suuntaiseksi. Signaali, joka syntyy, kun viritystila purkautuu on nimeltään FID-signaali (vapaa induktiovaimeneminen, engl. Free Induction Decay). Sen taajuus saadaan kaavasta (1). Kokonaismagnetoitumien palautuminen voidaan jakaa pitkittaiseen ja poikittaiseen



osaan. Pitkittäinen relaksaatio, jota kutsutaan  $T_1$ -relaksaatioksi, on kokonaismagneettionnin palaamista esimerkiksi 90 asteen pulssin jälkeen takaisin päämagneettikentän suuntaan. Poikittainen relaksaatio, jota kutsutaan  $T_2$ -relaksaatioksi, on samassa vaiheessa pyörivien ytimien epävaiheistumista. Poikittainen nettomagnetisaatio palautuu relaksaatioaikavakion  $T_2$  määräämällä nopeudella, ja pitkittäinen nettomagnetisaatio palautuu ajassa, joka on riippuvainen pitkittäisestä relaksaatioajasta  $T_1$ . MRI-kuvia voidaan muodostaa joko  $T_1$ - tai  $T_2$ -painotteisesti. Korkeassa kentässä  $T_1$ -aikavakiot vaihtelevat kudoksissa 400 ja 2000 millisekunnin välillä [14, s. 31].  $T_2$ -aikavakiot puolestaan vaihtelevat 10 ja 1200 millisekunnin välillä [14, s. 31]. ULF-MRI:ssä  $T_1$ - ja  $T_2$ -aikavakiot ovat suuruudeltaan lähellä toisiaan ja kudoksissa ne ovat 50–400 ms [18]. Aivokudoksen relaksaatioajat ovat 70–120 ms [18].

Pelkästä FID-signaalista ei saada paikkainformaatiota. MRI-signaaliin koodataan paikkainformaatio magneettikenttägradienttien avulla muuttamalla perusmagneettikenttää paikasta riippuvaksi. Paikkainformaatio voidaan luoda viipaleen valinnan (engl. slice selection) sekä taajuus- ja vaihekoodauksen avulla. Taajuuskoodauksessa mittauksen aikana päällä oleva magneettikenttä aiheuttaa kohteen ytimien Larmor-taajuuden lineaarisen paikkariippuvuuden. Larmor-taajuuden  $z$ -riippuvuus  $z$ -suuntaisen gradientin  $G_z$  vaikutuksessa on

$$\omega_L = \omega_0 + \gamma G_z z, \quad (3)$$

missä  $\omega_0$  on Larmor-kulmataajuus  $\vec{B}_0$ -kentässä. Taajuuskoodaus voidaan toteuttaa vain yhteen suuntaan kerrallaan. Jos esimerkiksi sekä  $x$ - että  $y$ -suuntaan kytketään gradientit samanaikaisesti päälle, taajuuskoodaussuunta muuttuu. Paikkainformaatiota on taajuuskoodattuna kuitenkin edelleen vain yhteen suuntaan. 2D- tai 3D-kuvan muodostamiseen kohteesta voidaan käyttää vaihekoodausta. Esitaajuuskoodauksessa paikasta riippuva gradienttikenttä kytketään päälle ennen mittauksia. Tämän vaihekoodauksen jälkeen eri taajuuksilla oskilloineet ytimet päätyvät eri vaiheisiin. Paikassa  $x$  sijaitsevien ytimien vaihe ajan  $t$  jälkeen on

$$\varphi(x) = -\gamma G_x x t. \quad (4)$$

Lopullisen vaiheen määrää gradienttipulssin aikaintegraali. Tällaisia vaihekoodausaskeleita tulee toistaa eri suuruisilla gradienttipulsseilla vaihekoodaussuuntaan halutun pikselimäärän verran. Kuvattavan alueen (engl. field of view) reunalla vaihesiirto on ensimmäisen askeleen aikana  $180^\circ$  ja muualla asteittain sitä vähemmän. Seuraavan askeleen aikana vaihesiirto kuva-alueen reunalla on  $180^\circ$  enemmän kuin edellisellä askeleella. Näin saadaan mitattua erilaisia paikkataajuuksia yksi kerrallaan. Vaihekoodaussuuntia voi olla useampia kerrallaan. MRI-kuva saadaan muodostettua kaksi- tai kolmiulotteisella nopealla Fourier-muunnoksella (FFT, engl. Fast Fourier Transform). 2D- tai 3D-kuvan muodostamisessa voidaan käyttää myös viipaleen valintaa. Viipaleen valinnassa kytketään ensin kenttägradientti päälle, jolloin ydinten Larmor-taajuus on paikkariippuva. Sen jälkeen viritetään viipaleenvalintapulssilla pieni taajuusalue eli viipale.

ULF-MRI perustuu samoihin ilmiöihin kuin perinteinen MRI, mutta mittauskenttä on teslojen sijaan vain mikrotleslojen luokkaa. ULF-MRI:ssa heikkoa signaa-

lia kompensoi pienempi resonanssiipiikin leveys eli viivanleveys [1]. Johtuen pienemmästä signaalista ULF-MRI joudutaan kuitenkin suorittamaan osittain eri tavalla. Koska signaali on niin heikko, sen mittaamiseen ei käytetä samanlaisia vastaanotinkeloja kuin korkeakenttä-MRI:ssä, vaan signaali mitataan suprajohtavuuteen perustuvilla SQUID-antureilla (engl. Superconducting QUantum Interference Device). SQUID-anturit eivät pysty toimimaan korkeassa magneettikentässä, joten Larmor-taajuus jää aina sen takia paljon pienemmäksi kuin perinteisessä MRI:ssä [19]. Koska signaali on heikko, ulkoisia häiriökenttiä tulee vähentää magneettisuojahuoneen avulla [20]. Lisäksi, jotta mitattavaa signaalia saataisiin kasvatettua, kuvauksessa käytetään hyväksi esipolarisointia. Näyte altistetaan milliteslaluokan magneettikentälle ennen mittauksia, jotta näyte magnetoituisi vahvemmin kuin perusmittauskentässä [21]. Itse mittauksen aikana polarisointikenttä ei kuitenkaan enää ole päällä.

## 2.2 Pulssisekvenssi ja vaatimukset virtalähteelle

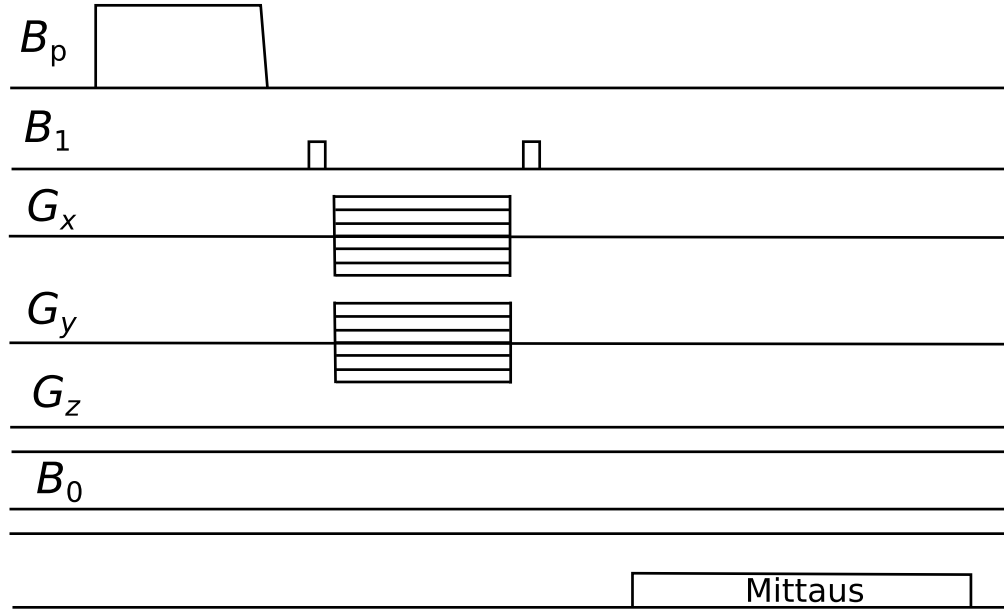
Kuvassa 1 on esitetty yksinkertainen ULF-MRI-sekvenssi. Heikko mikrotelaluokan mittauskenttä  $\vec{B}_0$  ja sitäkin heikompi taajuusgradientti  $G_z$  ovat päällä koko sekvenssin ajan, koska riittävän vähäkohinaista ja riittävän laajakaistaista elektroniikkaa niiden ohjaamiseen ei ole saatavilla. Aluksi näyte magnetoidaan vahvalla mT-luokkaa olevalla esipolarisointikentällä  $\vec{B}_p$ . Sitten polarisaatiokenttä kytketään pois päältä hitaasti, adiabaattisesti, minkä jälkeen spinin osoittavat heikon mittauskentän  $\vec{B}_0$  suuntaan. Tällöin tarvitaan  $90^\circ$  virituspulssi  $\vec{B}_1$  spinien kääntämiseksi uudelleen mittauskenttää kohtisuoraan, minkä jälkeen spinin alkavat prekessoida mittauskentässä Larmor-taajuudella. Vaihtoehtoisesti polarisaatiokenttä olisi voitu kytkeä pois päältä nopeasti, ei-adiabaattisesti, jolloin prekessio olisi heti alkanut mittauskentässä  $\vec{B}_0$ . Adiabaattisen kytkemisen etuna on se, että siinä polarisaatiokentän epähomogeenisuudella ei ole merkitystä. Kuva muodostetaan prekessiosta syntyvästä signaalista. Sen suuruus ja siten myös mittauksen signaalikohinasuhde ovat verrannollisia polarisaatiokentän suuruuteen.

Paikkainformaatio saadaan ULF-MRI:ssä aikaiseksi kuten perinteisessä MRI:ssä. Viipaleen valintaa ULF-MRI:ssä ei käytetä, koska se kestää liian kauan. Tämä johtuu siitä, että leikevalintapulssit ovat matalataajuisia (kilohertsin luokkaa) ja siten pitkiä. Lisäksi viipaleen valinnassa tietoa kerätään kerralla vain pieneltä osalta näytteestä. Sen sijaan käytetään taajuuskoodausta ja vaihekoodausta yhteen tai useampaan suuntaan. Kuvassa 1  $G_z$  on taajuuskoodauspulssi ja  $G_x$  sekä  $G_y$  ovat vaihekoodauspulsseja. Vaihekoodauspulssin jälkeen mittauskentässä prekessoineet spinin käännetään  $B_1$ -pulssin avulla  $180^\circ$ , jolloin saadaan aikaiseksi spin-kaiku. Prekession jatkuessa käännön jälkeen mittauskentän epähomogeenisuuden vaikutus prekessiosignaaliin pienenee.

Taajuusgradientin vaeltamisen tulee olla paljon pienempää kuin vierekkäisten vokselien taajuusero. Vierekkäisten vokselien taajuusero on

$$\Delta f = \frac{\rho \cdot BW}{2r}, \quad (5)$$

missä  $\rho$  on haluttu vokselikoko,  $r$  näytteen säde, ja BW mittauskaista. Sijoittamalla  $\rho = 1$  mm,  $r = 10$  cm ja  $BW = 1$  kHz vierekkäisten vokselien taajuuksien eroksi



Kuva 1: Yksinkertainen ULF-MRI sekvenssi.  $B_p$  on polarisaatiopulssi,  $B_1$  on virityspulssi,  $G_x$  ja  $G_y$  ovat vaihekoodauspulssit,  $G_z$  on taajuuskoodauskenttä ja  $B_0$  on mittauskenttä.

saadaan 5 Hz. Kun tämä jaetaan koko taajuusalueella, esimerkiksi 2 kHz:llä, saadaan 0,25%. Taajuusgradientin stabiilisuudelle sopiva vaatimus on alle 0,1% eli esimerkiksi kolmen ampeerin pulssin aikana virran muutoksen tulee olla alle 3 mA. Sama vaatimus pätee myös mittauskentän stabiilisuudelle. Relaksaatioajat kertovat, kuinka pitkään polarisoinnin jälkeen näytteestä voidaan mitata signaalia. Niiden perusteella voidaan siis arvioida, kuinka pitkään mittauskentän ja gradienttikentän olisi hyödyllistä pysyä stabiilina. Kuten aiemmin todettiin, aivokudoksen relaksaatioajat ovat ULF-MRI:ssä noin 70–120 ms [18]. Pulssin voidaan siis olettaa kestävän maksimissaan 200 ms, joten muutosnopeus ei saa taajuuskoodauksen tarkkuuden puolesta ylittää 15 mA/s. SQUID:it kestävät hyvin huonosti virran vaeltamista tai heilailua, koska niiden mittausalue on vain noin  $\pm 20$  nT. Tämä vastaa  $\vec{B}_0$ -kelassa 1,2 milliampeerin virtaa. Vahvistimelle voidaan asettaa vaatimukseksi, että yhden pulssin aikana virran arvo ei saisi muuttua ainakaan yli milliampeeria. Jos pulssin kesto on 200 ms, virran vaeltaminen ei siis saa SQUID:iä puolesta ylittää 5 mA/s.

Vaihegradientin sallittu virhe saadaan tarkastelemalla virran aikaintegraalia. Vaihekoodausaskelien tulee olla  $\pi$ :n sisällä. Jos 20 cm:n kokoisessa näytteessä halutaan 1 mm:n resoluutio, vaiheaskeleen pituudeksi tulee  $180^\circ / [(20 \text{ cm}) / (1 \text{ mm})] = 0,9^\circ$ . Vaihekoodauspulssien välisten aikaintegraalien virheen tulee olla paljon pienempi kuin aste. Sijoittamalla  $\Delta G_x = a \Delta I$  kaavaan 4, missä  $a$  on  $G_x$ -kelan tuottama kenttägradientti virtayksikköä kohden, saadaan ratkaistua suurin sallittu virhe kelan virrassa.

$$\Delta I = \frac{\Delta \varphi}{a z \gamma t} = 1,4 \text{ mA}, \quad (6)$$

missä aika  $t < 100$  ms,  $r < 10$  cm,  $a = 28$   $\mu\text{T/m/A}$ ,  $\gamma$  on 42,6 Hz/ $\mu\text{T}$  ja  $\Delta\varphi$  on  $1^\circ$  eli 0,017 radiaania. Vaihekoodauksessa suurin sallittu virhe virranarvossa on siis  $\Delta I = 1,4$  mA. Vahvistimen epälineaarisuuden aiheuttama virhe tulisi olla selvästi alle 1,4 milliampeeria.

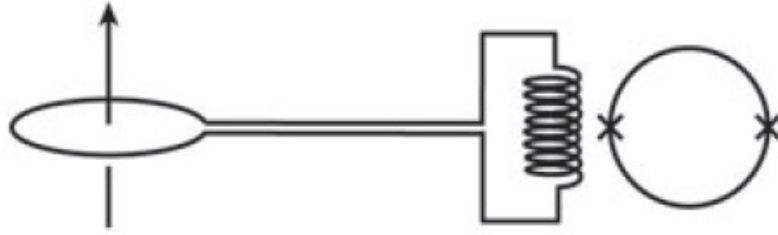
Tyypillisesti ULF-MRI:ssä käytetyt Larmor-taajuudet ovat kilohertsien luokkaa. Virran tulee olla erittäin pienikohinaista näillä taajuuksilla. Silti tarvitaan nopeita ja hallittuja millisekunnin virtaramppeja, jotta sekvenssien siirtymävaiheet ja siten kuvaus aika kokonaisuudessaan saadaan riittävän lyhyiksi. Vahvistimen kaistan tulisi olla joitakin kilohertsejä. Vaihekoodauspulsit saadaan ajallisesti sitä lyhyemmiksi, mitä suuremmilla virtapulsseilla ne toteutetaan. Rakennettavalle virtalähteelle asetettiin antovirran vaatimukseksi 10 A.

Joissain SQUID:ejä hyödyntävissä sovelluksissa on kilohertsitaajuuksien mittaustaikasta lisäksi merkitystä myös matalampien taajuuksien kohinalla. Aivoissa tapahtuvat sähköiset ja magneettiset ilmiöt tapahtuvat pääosin 0–1 kHz kaistalla, joten suorassa aivotoiminnan mittaamisessa laitteiston pitää toimia vähäkohinaisesti normaalia ULF-MRI-kuvausta matalammalla taajuudella. Elektronikasta aiheutuva kohina on erityisen vaikea saada pieneksi pienillä taajuuksilla, koska piirissä on aina jonkin verran  $1/f$ -kohinaa.

## 2.3 SQUID-anturit ja kohina

ULF-MRI:ssä käytetään suprajohtavuuteen perustuvia DC-SQUID-antureita [1]. Kun SQUID on biasoitu vakiovirralla, SQUID:in jännite riippuu oskilloivasti sen läpi kulkevasta magneettivuosta. Oskilloiva riippuvuus saadaan lineaariseksi negatiivisen takaisinkytkennän avulla [19]. Kuvassa 2 on esitettynä SQUID ja siihen yhdistetty syöttöpiiri. Niin kutsuttu vastaanottokela (engl. pickup coil) havaitsee magneettivuon ja välittää sen sarjaan kytketylle syöttökelalle (engl. input coil). Syöttökela kytkeytyy induktiivisesti SQUID:iin. Yleisimpiä vastaanottokelatyyppejä on havainnollistettu kuvassa 3. Magnetometri koostuu vain yhdestä silmukasta, ja se mittaa suoraan magneettikenttää, joka on kohtisuorassa silmukan tasoa vastaan. Gradiometri puolestaan mittaa magneettikentän muutosta paikan suhteen. Ensimmäisen kertaluvun gradiometrissa on kaksi silmukkaa, joissa virta kulkee vastakkaisiin suuntiin. Silmukat voivat olla joko päällekkäin eri tasossa (aksiaalinen gradiometri) tai peräkkäin samassa tasossa (tasogradiometri). Homogeeninen magneettikenttä näkyy gradiometrin eri silmukoissa samanlaisena, joten se summautuu pois. Kaukana olevat signaalilähteet näkyvät homogeenisina silmukan alueella.  $\vec{B}_0$ - ja gradienttikeloissa kulkevilla virroilla oleva kohina häiritsee siis erityisesti magnetometreja. Magnetometrit ovat kuitenkin herkempiä ja niiden signaalikohinasuhdekin on gradiometrien signaalikohinasuhdetta parempi. Erityisesti pään keskeltä tulevia signaaleja voidaan mitata paremmin magnetometreilla [23]. Gradienttikeloista ja mittauskentän kelasta tulevan kohinan tulisi siis olla niin pientä, että sekä gradiometrejä että magnetometreja voitaisiin käyttää.

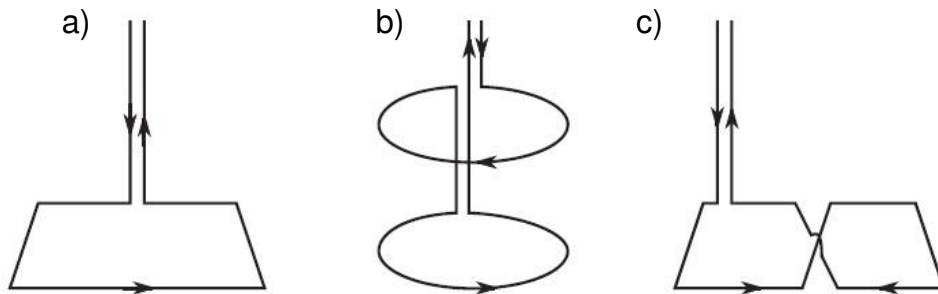
SQUID:ien kohinataso voi olla jopa alle 1 fT/ $\sqrt{\text{Hz}}$  [18]. Aalto-yliopiston MEG-MRI-laitteessa SQUID-anturien keskimääräinen kohinataso on nykyisellään noin 5 fT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ . SQUID mittaa sen läpi kulkevan magneettivuon muutoksia, joten sig-



Kuva 2: SQUID:in vastaanottokela ja suprajohtava syöttöpiiri. [1]

naali on suurin, kun sen läpi on mahdollisimman suuri magneettivuo [23]. Kun vuo lävistää SQUID:in vastaanottosilmukan kohtisuoraan, SQUID mittaa signaalin parhaiten. Jos  $\vec{B}_0$  on vastaanottokelan suuntainen, anturi ei pysty mittaamaan tätä magneettivuota ollenkaan. Mittauskentän ja taajuusgradientin kohinan haitallisuus riippuu siis oleellisesti mittauksessa käytettävien SQUID:ien asennosta kelojen muodostamiin kenttiin nähden. Jos antureita on paljon eri puolilla MRI-laitteen anturikypärää, osa antureista on hyvin herkkiä mittauskelan kohinalle. Virrasta aiheutuvan kohinan pitäisi olla selkeästi alle  $5 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ , jotta myös suoraan kelan magneettikenttää mittaavilla SQUID:eillä voisi mitata häiriöttämästi. Kelan rakenne määrää, kuinka suuren magneettikentän kelan virta synnyttää. Suurempi kierrosmäärä synnyttää vahvemman magneettikentän, ja virtaa tarvitaan suhteessa vähemmän. NBE:n mittauskentän kela saa aikaan magneettikentän, jonka suuruus on  $17 \text{ pT/A}$ . Kohinataso  $5 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$  ylittyy virtakohinalla  $300 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Gradienttikenttien kelat synnyttävät pienempiä kenttiä kuin mittauskentän kela samalla virralla. Tässä työssä riittää siis, että tarkastellaan  $\vec{B}_0$ -kentän kohinavaatimuksia. Jos kohinataso on riittävän pieni  $\vec{B}_0$ :lle, se on riittävän pieni myös gradienttikentille.

SQUID:it pystyvät mittaamaan erittäin tarkasti pienellä alueella ( $\pm 20 \text{ nT}$ ) [19, s. 290]. Tästä johtuen SQUID:it sietävät erittäin huonosti häiriökenttiä, joita kohinaiset teholähteet aiheuttavat. SQUID-mittauksen häiriintymisen lisäksi SQUID-anturi poistuu helposti toiminta-alueeltaan, minkä jälkeen SQUID-anturi pitää useimmi-



Kuva 3: Magneettivuota mittaavia vastaanottokeloja: (a) magnetometri, (b) aksiaalinen gradiometri ja (c) tasogradiometri. [22]

ten alustaa (engl. reset) uudelleen. Vahvistimien kohina ylittää helposti SQUID:ien oman kohinatason [13]. Kaupallisilla virtalähteillä virran kohinan aiheuttamat magneettikentän muutokset ovat huomattavasti mitattavia ULF-MRI-signaaleja suurempia. Korkeakenttä-MRI:ssä käytettävien lineaaristen gradienttikelavahvistimien kohina on kymmenien tai satojen mikroampeerien suuruusluokkaa. Esimerkiksi AE Techron:in mallin 2110 kohina kaistalla 1–60 kHz on 50  $\mu\text{A}(\text{rms})$ , eli noin  $200 \text{ nA}/\sqrt{\text{Hz}}$  [24]. Markkinoilla olevat virtalähteet eivät siis alkuunkaan täytä ULF-MRI:n datan keräyksen aikana päällä olevien kenttien (mittaus- ja gradienttikenttien) kohina-vaatimuksia. Korkeakenttä-MRI:ssä kuvattavan kohteen Larmor-taajuus on paljon suurempi kuin ULF-MRI:ssä, eikä se ole päällekkäin virtapulsseissa käytettävien taajuuksien kanssa. Sen takia perinteisessä MRI:ssä käytettävien virtalähteiden kohina on helppo suodattaa pois. ULF-MRI:ssä puolestaan virtalähteiden suuri haaste on se, että mittauskaista ja virtapulssien nousut osuvat samalle taajuualueelle.

## 2.4 Nykyinen mittausjärjestelmä Aalto-yliopistolla

Aalto-yliopiston Neurotieteiden ja lääketieteellisen tekniikan laitoksella (NBE) sijaisevan hybridi-MEG–MRI-laitteen [25] anturiasetelma perustuu Elekta Oy:n MEG-mittauslaitteeseen. Kuvassa 4a on NBE:n ULF-MRI-laitteen suojahuoneen sisäpuolisia osia. SQUID-antureita on sijoitettuna pään ympärille kypärän muotoon nesteheliumdewarissa. Kuvassa 4c näkyy anturikypärään kiinnitettyjä antureita ja suprajohtava polarisaatiokela. Koko kuvauslaite on ympäröity kaksikerroksisella magneettisuojuhuoneella. Suojahuoneen seinä koostuu alumiini- ja  $\mu$ -metallikerroksista.  $\mu$ -metalli on tarpeellinen MEG-mittauksissa, joissa mitattavat signaalit ovat hertsin suuruusluokkaa. MRI-mittauksissa sitä ei välttämättä tarvita, vaan riittää kevyt suojahuone [26]. Magneettikenttiä mittaavat kolmekanavaiset SQUID-anturimodulit. Yksi moduli sisältää yhden magnetometrin ja kaksi ortogonaalista gradiometriä. Kaupallisissa MEG-laitteissa tällä hetkellä käytettävät SQUID-anturit eivät kestä lainkaan ULF-MRI:ssä käytettäviä magneettikenttäpulsseja. NBE:n MEG–MRI-laitteeseen on siksi kehitetty SQUID-antureita, joiden sietokyky magneettikenttäpulsseille on parempi [27].

Esipolarisointikenttä tuotetaan NBE:n laitteessa suprajohtavalla kelalla [25]. Sen etuina resistiiviseen kelaan verrattuna ovat pieni koko ja suhteellisen vähäinen lämmöntuotto. Keloissa kulkevat virrat voivat indusoida pyörrevirtoja magneettisuojuhuoneen seiniin. NBE:n polarisaatiokelaan on lisätty sarjaan kompensatiokela, joka pienentää sen aiheuttamaa magneettikenttää laitteen ympärillä [20]. Gradienttikelojen piirit on transientti-ilmiöiden minimoimiseksi kytketty auki esipolarisaation ajaksi.

Mittauskenttä  $\vec{B}_0$  ja gradienttikentät tuotetaan resistiivisillä tasokeloilla. Kuvassa 4b on esitettynä kaaviokuva käytetyistä keloista.  $\vec{B}_0$ -kela koostuu sarjaan kytketyistä kahdesta parista sisäkkäin olevia neliönmuotoisia silmukoita. Virta kulkee sisäkkäin olevissa silmukoissa eri suuntiin. Näin saadaan hyvin homogeeninen magneettikenttä.  $G_x$ - ja  $G_y$ -gradienttikentät muodostetaan neljällä suorakulmionmuotoisella kelalla.  $G_z$  muodostetaan kahdella neliönmuotoisella kelalla.  $\vec{B}_0$ -kela ja gradienttikelat ovat anturikypärän molemmiin puolin.  $\vec{B}_0$ :aa vastaan kohtisuora  $\vec{B}_1$  puo-

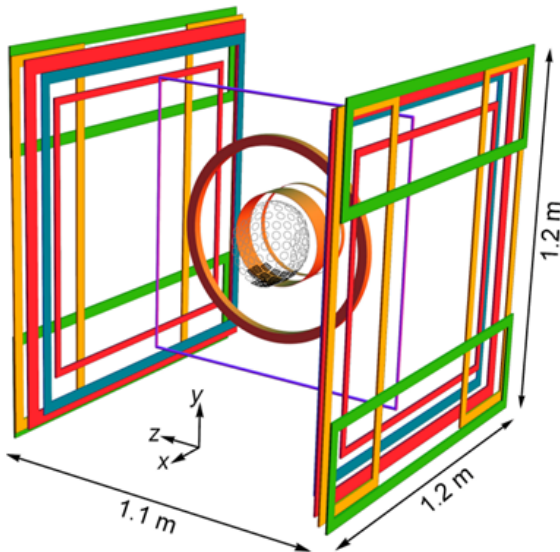
lestaan muodostetaan kelalla, joka on anturikypärän ympärillä.

Tämän työn tarkoitus oli suunnitella ja toteuttaa virtalähde ULF-MRI-laitteessa käytettäville keloille. Vahvistin suunniteltiin mittauskentän ja gradienttikenttien muodostamiseen. Uudenlaisissa sekvensseissä olisi tarvetta pulssittaa näitä kenttiä nopeasti. Esimerkiksi virrantiheyskuvantamisessa mittauskenttää halutaan kytkeä päälle ja pois sekvenssin aikana [9].  $\vec{B}_1$ -kentän muodostamisessa vahvistimella pitää olla tasainen vaste kilohertsitaajuuksilla, mutta kohinavaatimukset eivät ole yhtä tiukat kuin mittauksen aikana päällä olevilla kentillä. Tässä työssä suunniteltu vahvistin ei aivan sovellu  $B_1$ -vahvistimeksi, koska sen efektiivinen kaista ei ole riittävän leveä. Esipolarisaatiokentän virtalähteeksi tämän työn vahvistinta ei suunniteltu, koska sen vaatimukset ovat melko erilaiset.

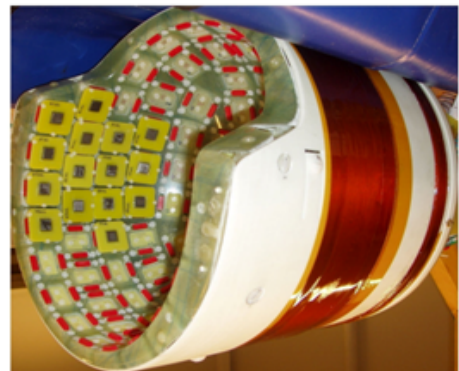
a)



b)



c)



Kuva 4: NBE:n MEG–MRI-laitteisto. (a) Kuva mittalaitteesta; (b) kaaviokuva laitteen keloista: punainen  $B_0$ , keltainen  $G_x$ , vihreä  $G_y$ , sininen  $G_z$ , oranssi polarisointikela ja violetti  $B_1$ ; (c) nesteheliumiin upotettava anturikypärä, jonka ympärillä näkyy suprajohtava polarisaatiokela. Kuva muokattu lähteestä [25].



### 3 Vahvistimen toteutukseen liittyvä teoria

Vahvistin on sähköinen piiri, joka vahvistaa jännitettä, virtaa tai tehoa. Se syöttää kuormaan ohjauksen mukaisesti vahvistetun signaalin käyttöjännitteistä. Tämä työ pohjautuu kahteen vahvistintyyppiin, jännitevahvistimeen ja transkonduktanssi-vahvistimeen. Jännitevahvistin on jännitteellä ohjattava jännitelähde. Transkonduktanssivahvistin on jännitteellä ohjattava virtalähde. Kuorman virtaa siis ohjataan jännitteen sijasta. Negatiivinen takaisinkytkentä liittyy olennaisesti eri vahvistintopologioiden suunnitteluun. Seuraavaksi kerrataan negatiivisen takaisinkytkennän teoriaa. Sen jälkeen käsitellään vahvistinten ja elektroniikan komponenttien ominaisuuksia, jotka tulee ottaa huomioon pienikohinaista virtalähdettä suunnitellessa.

#### 3.1 Negatiivinen takaisinkytkentä

Kuvassa 5 on esitetty takaisinkytketyn vahvistimen kaaviokuva.  $A$  on avoimen silmukan vahvistus ja  $\beta$  on takaisinkytkentätekijä. Vahvistimen lähtö kytketään kertoimella  $\beta$  vahvistimen tuloon. Takaisinkytketty signaali vähennetään ohjaussignaalista, ja saatu signaali vahvistetaan avoimen silmukan vahvistuksen  $A$  verran. Takaisinkytketyn vahvistimen vahvistus  $A_f$ , eli suljetun silmukan vahvistus, on tulo- ja lähtösignaalien suhde ja se voidaan esittää seuraavalla tavalla [28, s. 793]

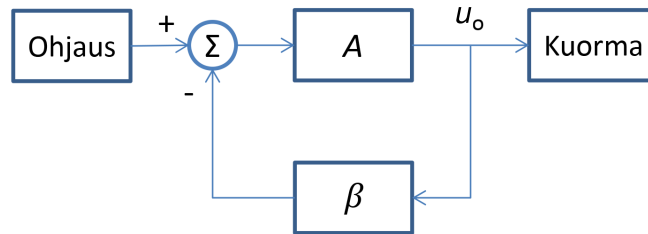
$$A_f = \frac{A}{(1 + A\beta)} \approx \frac{1}{\beta}. \quad (7)$$

Avoimen silmukan vahvistus on siis yleensä niin suuri, että  $1 + A\beta \approx A\beta$ . Silloin takaisinkytketyn vahvistimen vahvistuksen määrää takaisinkytkentä, ja avoimen silmukan vahvistus voidaan jättää huomioimatta. Takaisinkytketyn vahvistimen kohinaan vaikuttaa eniten tuloasteen kohina. Tätä tilannetta on havainnollistettu kuvassa 6. Siinä on kaksiasteinen vahvistin, jonka pääteaste  $A_2$  on suurikohinainen, mutta ensimmäinen aste  $A_1$  on pienikohinainen. Lähdön kohina  $x_o$  on [28, s. 797]

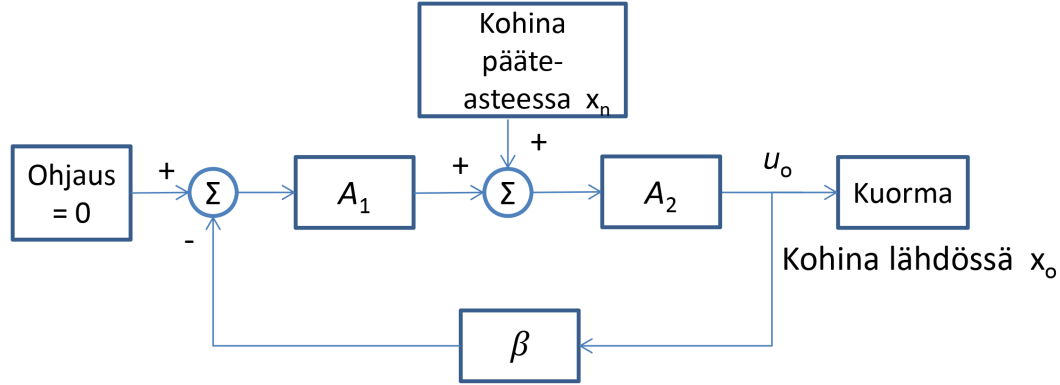
$$x_o = A_2[x_n + A_1(-\beta x_o)]. \quad (8)$$

Tästä saadaan ratkaistua

$$x_o = \frac{A_2 x_n}{1 + A_1 A_2 \beta} \approx \frac{x_n}{A_1 \beta} \quad (9)$$



Kuva 5: Takaisinkytketty piiri.  $A$  on vahvistimen vahvistus,  $\beta$  takaisinkytkentätekijä ja  $u_o$  lähtöjännite.



Kuva 6: Kaksiasteisessa negatiivisesti takaisinkytketyssä piirissä silmukan sisällä syntyvä kohina.  $A_1$  on vahvistimen ohjausasteen vahvistus,  $A_2$  vahvistimen pääteasteen vahvistus,  $\beta$  takaisinkytkentätekijä,  $u_o$  lähtöjännite,  $x_n$  pääteasteessa syntyvä kohina ja  $x_o$  lähdössä näkyvä kohina.

ja huomataan, että tuloasteen avoimen silmukan vahvistus pienentää pääteasteen kohinaa tehokkaasti. Tästä johtuen suunniteltavan vahvistimen päätetransistorien aiheuttamalla kohinalla ei siis juuri ole merkitystä.

Edellä esitettyä teoriaa käytetään hyödyksi tyypillisesti audiovahvistimissa [28, s. 797]. Berliinin Physikalisch-Technische Bundesanstalt -tutkimuslaitoksen ULF-MRI-tutkimusryhmässä on rakennettu pienikohinainen virtalähde polarisaatiokelan ohjaamiseen [29]. Siinäkin on hyödynnetty edellä esitettyä teoriaa. Virtalähteessä on kytketty sarjaan pienikohinainen matalajännitteinen operaatiovahvistin ja isompi-kohinainen tehoaste. Tehoasteen isompi kohina ei haittaa, koska piirin pääoperaatiovahvistin kompensoi tehoasteen kohinan pois. Piirin valkoisen kohinan tasoksi saatiin  $5 \text{ nT}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Kohina kuitenkin nousi induktiivisella kuormalla lähes satakertaiseksi 7 kilohertsin tuntumassa. Edes saavutettu valkoisen kohinan taso ei olisi riittävä tässä työssä suunniteltavalle vahvistimelle, joten edellä kuvattu lähestymistapa ei riitä mittauskentän ja gradienttikelojen ohjaamiseen tarkoitettuun vahvistimeen.

### 3.2 Induktiivinen kuorma

Kuvassa 7 on piiri, jossa on jännitelähde, kela ja kelan resistanssi sarjassa. Kela vastaa  $\vec{B}_0$ -kelaa. Sen induktanssi on karkeasti 5 mH ja resistanssi  $1,5 \Omega$ . Jännitelähteestä syötetään piiriin laatikkopulssi. Jännite  $u(t)$ , kelan virta  $i(t)$  ja virran muutosnopeus  $di/dt$  toteuttavat yhtälön

$$u(t) = \frac{L di(t)}{dt} + R_L i(t), \quad (10)$$

missä  $L$  on kelan induktanssi ja  $R_L$  kelan resistanssi. Ratkaisemalla yhtälö (10) saadaan, että kelassa kulkeva virta hetkellä  $t$  pulssin nousussa vakiojännitteellä  $U$

on

$$i(t) = \frac{U}{R_L}(1 - e^{-tR_L/L}). \quad (11)$$

Vastaavasti virtapulssin laskussa kelassa kulkeva virta hetkellä  $t$  ohjausjännitteen pudotessa nolnaan on

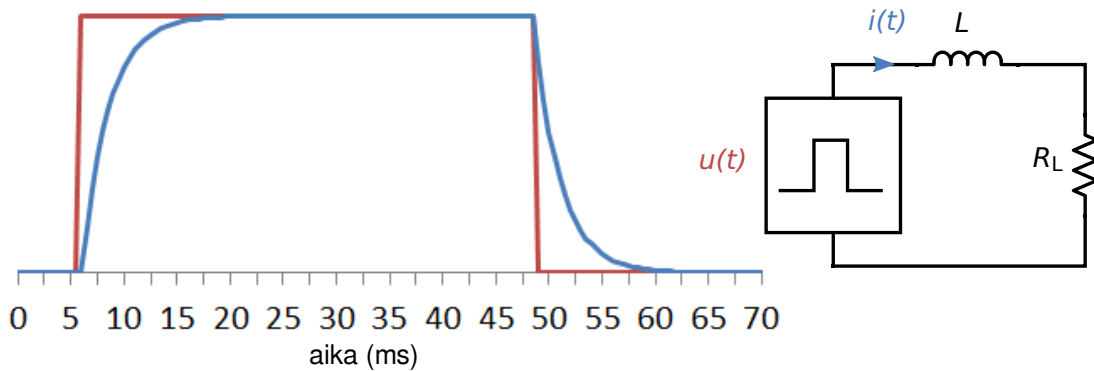
$$i(t) = I_{L,0}e^{-tR_L/L}, \quad (12)$$

missä  $I_{L,0}$  on kelassa kulkeva virta alkuhetkellä. Kerrointa  $\tau = L/R_L$  kutsutaan kelan aikavakioksi. Kuvan 7 kuvaajassa näkyy kuinka ohjausjännite ja kelan virta muuttuvat ajan funktiona. Kelan virta nousee ja laskee eksponentiaalista käyrää pitkin ohjausjännitteen perässä. Induktanssin takia kela vastustaa virran muutoksia. Virran muuttuessa se muodostaa päidensä yli jännitteen, joka on vastakkaiseen suuntaan virtaan nähden ja siksi kelan virta nousee ohjausjännitettä hitaammin. Jotta kelaan saadaan nopeasti varastoitua paljon induktiivista energiaa, tarvitaan nousun ajaksi selvästi suurempi jännite kuin tasavirralla. Jotta kelalle saataisiin erilaisia hallittuja virtapulssseja, täytyy virtaa syöttää virtalähteestä, jonka avulla kelalle syötettävää jännitettä nostetaan virran muutosten aikana.

Jyrkkien virtapulssien tarve magneettikuvauksessa tuo haasteita elektroniikalle. Tarvittavien suurten virtojen ja jännitteiden takia magneettikuvauslaitteiden virtalähteet ovat hyvin suuritehoisia laitteita. Kaavasta (10) saadaan laskettua, että suunniteltavan vahvistimen tulisi antaa ulos 70 V, jotta nykyisillä keloilla ( $L \approx 5$  mH) saataisiin 10 A/ms suuruusluokan virranmuutoksia kuormaresistanssin ollessa  $2 \Omega$ . Kokonaisuudessaan tarvittava antojännite olisi siis vähintään  $\pm 70$  V.

### 3.3 Jännite- ja transkonduktanssivahvistin

Kuvassa 8 on esitetty yksinkertaiset jännite- ja transkonduktanssivahvistinkytkennät induktiivisella kuormalla. Jännitelähde on teholähde, jossa takaisinkytkettävä signaali on verrannollinen kuorman yli olevaan jännitteeseen. Kuvassa 8b takaisinkytkentäsignaali tulee kelan yläpuolelta, joten siinä ohjataan nimenomaan kelan jännitettä. Transkonduktanssivahvistimessa kuorman virtaa pystytään säätämään, jos



Kuva 7: Kelassa kulkeva virta, kun kelan yli olevaa jännitettä ohjataan laatikkopulssilla.

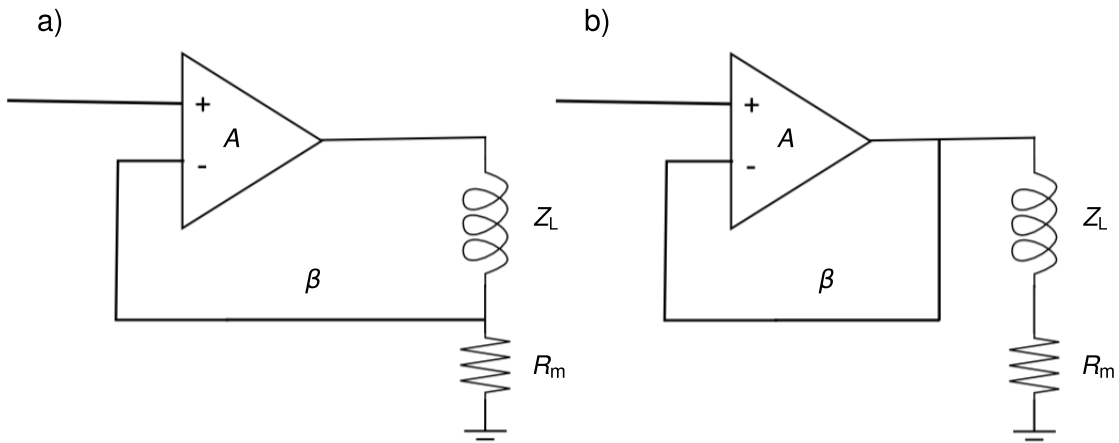
takaisinkytkettävä signaali on verrannollinen kuormassa kulkevaan virtaan. Kuvassa 8a virranohjaus toteutetaan mittaamalla pienen resistanssin yli olevaa jännitettä, jonka perusteella tiedetään vastuksen läpi kulkeva virta. Kuormana oleva kela on virranmittausvastuksen kanssa sarjassa, joten siinä kulkee sama virta. Virranmittausvastuksen yli oleva jännite takaisinkytketään vahvistimelle. Kuormassa kulkeva virta on  $I = U_{\text{in}}/R_{\text{m}}$  [30, s. 180]. Teoriassa kuorman impedanssi ei siis vaikuta transkonduktanssivahvistimessa kulkevaan virtaan. Jännite kuorman yli sen sijaan muuttuu tarvittaessa paljonkin. Operaatiovahvistimen avoimen silmukan vahvistus on niin suuri, että transkonduktanssivahvistinkytkenässä  $\beta \approx U_{\text{in}}/I_{\text{out}} = R_{\text{m}}$ . Jos virranmittausvastuksen arvo on  $0,1 \Omega$  ja se on puhtaasti resistiivinen,  $\beta = 0,1 \Omega$  kaikilla taajuuksilla. Jännitetakaisinkytkennässä  $\beta \approx U_{\text{in}}/I_{\text{out}} = 1 \Omega$ . Lähtövirrassa näkyvä kohina transkonduktanssivahvistimessa on

$$I_{\text{n,a}} = \frac{U_{\text{n,in}}}{\beta} = \frac{U_{\text{n,in}}}{R_{\text{m}}} = (10 \Omega^{-1})U_{\text{n,in}}. \quad (13)$$

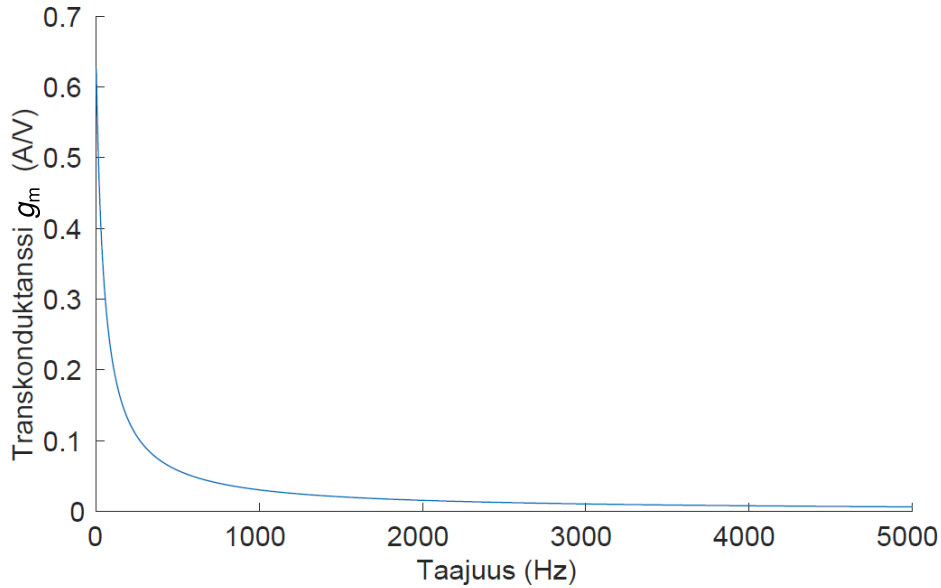
Jännitevahvistimessa tulossa oleva kohina näkyy lähtövirrassa puolestaan seuraavanlaisesti:

$$I_{\text{n,b}} = \frac{U_{\text{n,out}}}{Z_{\text{L}} + R_{\text{m}}} = \frac{U_{\text{n,in}}}{(Z_{\text{L}} + R_{\text{m}})\beta} = \frac{U_{\text{n,in}}}{Z_{\text{L}} + R_{\text{m}}} = \frac{U_{\text{n,in}}}{j\omega L + R_{\text{L}} + R_{\text{m}}}, \quad (14)$$

missä  $Z_{\text{L}}$  on kuorman impedanssi eli tässä tapauksessa kelan impedanssi. Kuvassa 9 on esitetty jännitetakaisinkytkennän transkonduktanssi  $g_{\text{m}} = \Delta I_{\text{out}}/\Delta U_{\text{in}} = 1/(j\omega L + R_{\text{L}} + R_{\text{m}})$  taajuuden funktiona 5 mH kuormalla ( $R_{\text{L}} = 1,5 \Omega$ ). Transkonduktanssi on suoraan verrannollinen lähtövirrassa näkyvään kohinaan. Kuvajasta näkyy, että transkonduktanssi on 1–5 kilohertsin taajuuksilla selvästi alle  $0,1 \text{ A/V}$ . Virtatakaisinkytkennän transkonduktanssi on kaikilla taajuuksilla  $10 \text{ A/V}$ . Lähtövirran kohina kilohertsitaajuuksilla on siis transkonduktanssikytkennässä yli 100-kertainen verrattuna jännitetakaisinkytkentään.



Kuva 8: (a) Transkonduktanssivahvistin ja (b) jännitevahvistin induktiiviselle kuormalle.



Kuva 9: Jännitetakaisinkytkennän transkonduktanssi  $g_m = \Delta I_{\text{out}} / \Delta U_{\text{in}}$ , kun kuorman induktanssi on 5 mH ja resistanssi  $R_L = 1,5 \Omega$ .

Transkonduktanssivahvistimessa mittausvastuksen arvo määrää, kuinka paljon operaatiovahvistimen tulokohina vahvistuu. Mittausvastus on korkean antovirran virtälähteessä pieni, esimerkiksi  $0,1 \Omega$ , joten jännitekohina vahvistuu kymmenkertaiseksi kaikilla taajuuksilla. Mittausvastuksen kasvattaminen pienentää resistanssin lisäyksen suhteessa operaatiovahvistimen lähtökohinaa. Erittäin vähäkohinainen virtälähde voidaan siis toteuttaa kasvattamalla mittausvastusta reilusti. Samalla tosin itse signaalikin pienenee, joten näin voidaan käytännössä toteuttaa vain pienen antovirran virtälähde. Ellei käyttöjännitteitä kasvateta, vahvistimen suurin mahdollinen antovirta on suurella mittausvastuksella pieni ja kohinataso jaettuna suurimmalla mahdollisella virralla pysyy samana kuin pienemmällä mittausvastuksella. Mittausvastuksen kasvattaminen ei siis ratkaise suuren antovirran sovelluksessa kohinaongelmaa. Ainakaan ohmin vastusta suurempia arvoja ei ole järkevää käyttää, koska tehonkulutus ja tarvittava jännite kasvavat samalla.

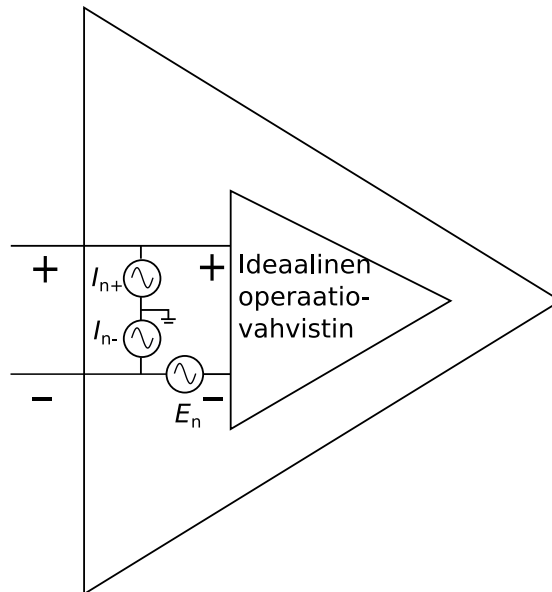
### 3.4 Kohina

Suunnitellun vahvistimen kohinatasoon vaikuttaa oleellisesti kaksi kohinalähdettä: operaatiovahvistimessa syntyvä kohina ja piirin vastuksissa syntyvä terminen kohina. Pääteasteen transistoreissa ja diodeissa syntyy myös muun muassa raekohinaa, mutta kuten kappaleessa 3.1 on selitetty, sillä ei juuri ole merkitystä. Operaatiovahvistimen tulokohina voidaan jakaa virta- ja jännitekohinaan. Kuvassa 10 on tyypillinen malli operaatiovahvistimen virta- ja jännitekohinalle. Virta- ja jännitekohina on merkitty ideaalisen operaatiovahvistimen ulkopuolelle. Jännitekohina voidaan ajatella tuloon kytketyksi vaihtovirtajännitelähteeksi. Operaatiovahvistimien jännitekohina

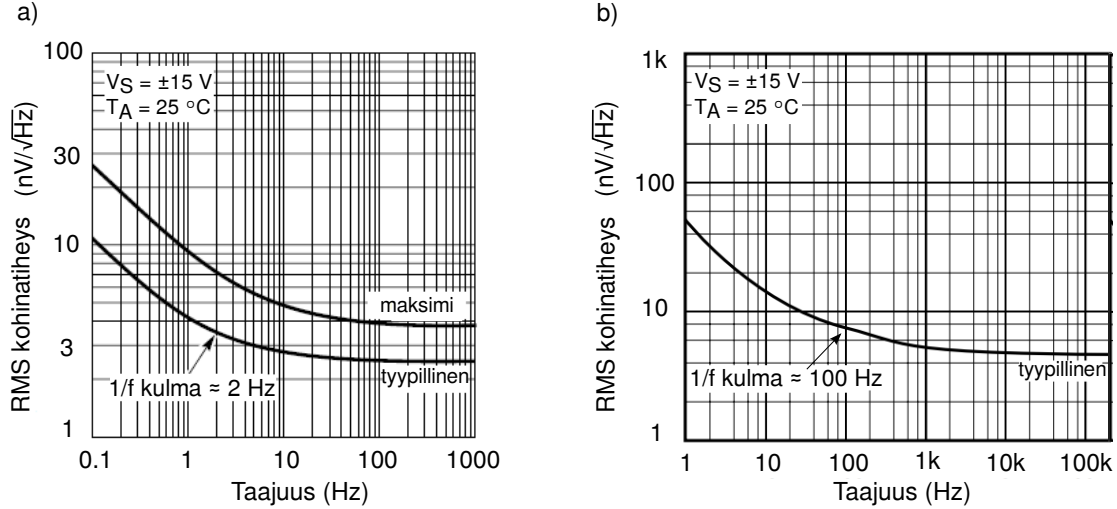
on tyypillisesti  $1\text{--}100\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Virtakohina puolestaan aiheutuu virrasta, joka kulkee operaatiovahvistimen tuloihin. Virtakohina aiheuttaa tuloon kohinajännitteen, joka riippuu operaatiovahvistimen kytkennästä. Virta aiheuttaa sitä suuremman jännitteen, mitä suuremman impedanssin läpi se kulkee. Virtakohina on tyypillisesti noin  $0,1\text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$  operaatiovahvistimissa, joiden tulo on liitoshila-kanavatransistorityyppinen (JFET, engl. Junction-gate Field-Effect Transistor). Vahvistimissa, joiden tulossa on bipolaaritransistori, kohina voi olla muutamia  $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Operaatiovahvistimen  $1\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ :n virtakohina aiheuttaa  $1\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  jännitekohinan jo kilo-ohmin vastuksen läpi kulkiessaan. Pienikohinaista operaatiovahvistinta valitessa tulee siis huomioida virtakohina, mikäli operaatiovahvistimen tuloihin on kytketty vastuksia.

Kuvassa 11 on kahden tässä työssä käytetyn operaatiovahvistimen, LT1007:n ja OPA627B:n, jännitekohinaspektrit [31, 32]. Matalilla taajuuksilla dominoi  $1/f$ -kohina ja korkeilla taajuuksilla valkoinen kohina.  $1/f$ -rajataajuudeksi kutsutaan taajuutta, jossa  $1/f$ -kohina kasvaa valkoista kohinaa suuremmaksi.  $1/f$ -kohinasta johtuen on vaikeaa suunnitella vahvistin, joka olisi hyvin pienikohinainen matalilla taajuuksilla. Operaatiovahvistimen valitsemisessa on oleellista huomioida  $1/f$ -rajataajuus, joka voi olla hyvin erilainen eri operaatiovahvistimilla. ULF-MRI:ssä mittauskaista on tyypillisesti kilohersitaajuuksilla, joten kannattaa valita sellainen operaatiovahvistin, jolla rajataajuus on tätä matalammalla, jolloin mittauskaista osuu operaatiovahvistimen valkoisen kohinan alueelle. Kuvassa 11 näkyy, että molempien operaatiovahvistimien kohina on valkoista jo kilohertsin taajuudella. Kuvan 11a operaatiovahvistimen (LT1007)  $1/f$ -rajataajuus on hyvin matala, 2 hertsiä.

Vastuksien terminen kohina johtuu elektronien satunnaisesta lämpöliikkeestä.



Kuva 10: Operaatiovahvistimen virta- ja jännitekohinan mallintaminen ideaalisen operaatiovahvistimen ulkopuolella olevilla kohinalähteillä.



Kuva 11: Operaatiovahvistimien (a) LT1007 ja (b) OPA627BP jännitekohinan rms-kohinatiheys taajuuden funktiona. Muokattu lähteistä [31] ja [32].

Vastuksen kohinaa mallinnetaan olettamalla kohinalähde ja ideaalinen vastus kytketyksi sarjaan. Lämpökohinan rms-arvo on

$$u_{tn} = \sqrt{4kTR \cdot BW}, \quad (15)$$

missä  $k$  on Boltzmannin vakio ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K),  $T$  on absoluuttinen lämpötila,  $BW$  kohinan kaista ja  $R$  vastuksen resistanssi [34].  $1 \text{ k}\Omega$  vastus tuottaa noin  $4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  kohinaa huonelämpötilassa. Se on valkoista kohinaa eli se jakautuu tasaisesti eri taajuuksille. Tavallinen terminen kohina ei riipu vastuksen materiaalista, joten esimerkiksi  $1 \text{ k}\Omega$ :n hiilivastuksen kohina on sama kuin  $1 \text{ k}\Omega$ :n tantaaliohukkalvovastuksen kohina [34, s. 228]. Terminen kohina tulee ottaa huomioon valittaessa vastuksia operaatiovahvistinkytkentään. Esimerkiksi jos ohjaus on kytkettynä kymmenien kilo-ohmien vastuksella operaatiovahvistimen tuloon, vastuksen terminen kohina ylittää operaatiovahvistimen tyypillisen oman jännitekohinan ja siten koko vahvistinkytkennän kohina kasvaa.

Vastuksen terminen kohina vaikuttaa alipäästösuodattimen kohinatiheyteen päästökaistalla. Alipäästösuodattimen rms-kohina ei kuitenkaan riipu vastuksen arvosta lainkaan. RC-piirissä näkyvää kohinaa kutsutaan  $kTc$ -kohinaksi, ja sen suuruus on [35]

$$u_{rms} = \sqrt{kT/C}, \quad (16)$$

missä  $k$  on Boltzmannin vakio,  $T$  on absoluuttinen lämpötila ja  $C$  on kapasitanssi. Usein päästökaistan rms-kohinalla ei ole yhtä suurta merkitystä kuin kohinatiheydellä suodatetulla mittauskaistalla. Kohinan rms-arvolla on kuitenkin merkitystä, jos jännitteestä halutaan tallentaa muistiin sen keskimääräinen arvo. Tässä työssä suunnitellussa piirissä kelan yli olevaa jännitettä näytteistetään analogiseen muistiin

ja lähtöjännitteen kohina on siksi haitallista. Piirin ohjauksen alipäästösuodatin kannattaa muodostaa siis pienellä resistanssilla ja riittävän suurella kapasitanssilla, ettei suodattimen resistanssin terminen kohina olisi dominoiva kohinalähde matalilla taajuuksilla.

### 3.5 MRI-laitteen virtalähteen hyötysuhde

MRI-laitteen virtalähteen pääteasteessa kuluu hukkaan tehoa, koska kuorman tarvitsema jännite vaihtelee paljon. Kuorman jännitteen tarve tasaisen virran aikana poikkeaa paljon virran muutosten aikana tarvittavasta jännitteestä. Suurin osa kuvaussekvenssin ajasta on virran tasaista osaa, ja sillä hetkellä tarvittavaa jännitettä huomattavasti suurempi jännite pääteasteella aiheuttaa huonon hyötysuhteen. Ylimääräinen jännite aiheuttaa suuren tehonkulutuksen päätetransistoreissa. Yhden millisekunnin 10 A:n virtaramppien muodostamiseen  $B_0$ -kelaan tarvitaan 70 V. Esimerkiksi 5 ampeerin tasavirralla puolestaan kuormassa kuluu alle 10 V jännitettä. 70 voltista noin 60 voltia siis jäisi päätetransistorille ja kuluttaisi tehon  $P = UI = (60 \text{ V}) \cdot (5 \text{ A}) = 300 \text{ W}$ . MRI-laitteiden gradienttivahvistimien suuri tehonkulutus onkin yleisesti tiedetty ongelma [36–44]. Tehonkulutusta voidaan pienentää oleellisesti kytkemällä lisäjännitelähteet vain virtapulssin nousujen aikana piiriin ja pitämällä käyttöjännitteet tasavirran resisistiivisen häviön vaatimalla tasolla [40–44].

Lähteessä [45] on esitetty yksi menetelmä, jossa vahvistimeen on yhdistetty lisäjännitelähde. Sen kytkemiseen on käytetty komparaattoreita, jotka tarkkailevat pääteasteen antojännitettä. Kun antojännite saavuttaa maksiminsa, kelan kanssa sarjaan kytketään lisäjännitelähde. Tässä menetelmässä lisäjännitelähteen antamaa jännitteen arvoa ei säädellä tarkemmin. Pulssin nousuajasta tulee siis mahdollisimman lyhyt, mutta nousun muotoa ei pysty muuttamaan mielivaltaisesti. Lisäjännitelähteen ohjaamiseen voidaan käyttää myös differentiaattoria, joka laskee tarvittavan jännitteen virran derivaatan avulla [41, 44]. Lisäjännitteen ohjaaminen portaattomasti on hankalaa ja kytkemisen hetkellä piiriin tulee herkästi viiveitä sekä pulssien muodon vaihtelua. Virtaa voi kasvattaa nopeasti myös resonanssin avulla. Kelaan kytketään sarja- tai rinnakkaisresonanssipiiri ja virta nostetaan nopeasti esimerkiksi sinikäyrää pitkin [36–39]. Tämän menetelmän heikkous on se, että virtapulssin muotoa ei pysty valitsemaan vapaasti, vaan se riippuu käytetyistä komponenteista. Tässä työssä käytetään lisäjännitelähteisiin perustuvaa menetelmää. Siinä lisäjännitelähteiden hallittu kytkeminen on toteutettu hyvin yksinkertaisella piirillä.



## 4 Vahvistimen periaate ja toteutus

Virtapulssien nousut ja laskut halutaan mahdollisimman nopeiksi, mutta pulssien tulisi kuitenkin olla hallittuja, ja nousujen muoto ei saisi vaihdella virran eri arvoilla. Virran pitäisi pysyä pulssin aikana stabiilina. Taulukossa 1 kerrataan ULF-MRI-kuvauksen asettamat tekniset vaatimukset gradienttikenttien ja mittauskentän kelojen teholähteille. Seuraavassa kappaleessa esitellään vahvistimen toimintaperiaate. Sen jälkeen kerrotaan tarkemmin piirin toteutuksesta ja perustellaan tärkeimpien komponenttien valinnat. Kaikki vahvistimen piirikaaviot löytyvät liitteistä.

### 4.1 Rakennetun vahvistimen toimintaperiaate

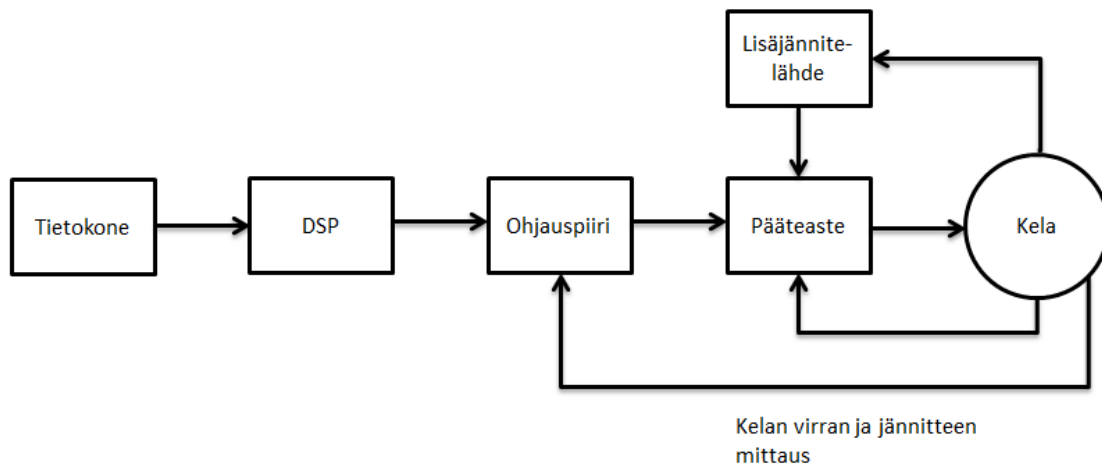
Suunniteltu vahvistin on lineaarinen teholähde, joka on suunniteltu nimenomaan ULF-MRI-laitteen tarpeisiin. Sen oleellisin ominaisuus on kyky lukkiutua äärimmäisen pienikohinaiseen moodiin. Vahvistimessa on siis kaksi moodia, joiden välillä se voi vaihdella nopeasti toiminnan aikana. Kuvassa 12 näkyy rakennetun vahvistimen toimintaperiaate lohkokatasolla. Tietokoneelta tuleva ohjaus viedään ohjauspiirille digitaalisen signaaliprosessoriyksikön (DSP) kautta. Ohjauspiiri ohjaa pääteastetta, josta virta kulkee kelalle. Ohjauspiirille tuodaan kelan sekä virranmittausvastuksen jännite. Vahvistimen *normaalimoodissa* takaisinkytkentäsignaalina toimii kelan virta ja *pienikohinaisessa moodissa* kelan yli oleva jännite. Lisäjännitelähde syöttää tarvittaessa jännitepulsseja päätetransistoreille. Seuraavaksi kerrotaan tarkemmin piirin toiminnasta.

#### 4.1.1 Ohjausasteen erityispiirteet

Kuvassa 13 on suunnitellun vahvistimen periaatekuva. Kuvassa piiri on normaalimoodissa, joka vastaa perinteistä virtalähdettä. Piiri toimii silloin transkondutanssivahvistimena. Sitä käytetään virtapulssien nopeiden virranmuutosten aikana. Virtapulssin nousun aikana virta nostetaan ensin haluttuun arvoon kappaleessa 3.3 kerrotulla tavalla. Ohjaus kytketään IC1:n ei-invertoivaan napaan, ja virranmittausvastuksen yli oleva jännite invertoivaan napaan takaisinkytkennäksi. Tässä piirissä erona kappaleessa 3.3 esitettyyn perinteiseen virtalähdetopologiaan on kelan sijainti

Taulukko 1: Vaatimukset gradientti- ja mittauskenttien virtalähteille.

Kohina ( $> \text{kHz}$ -taajuuksilla)	$\ll 100 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Virran vaeltaminen	$< 5 \text{ mA/s}$
Virran vaeltaminen yhden pulssin aikana	$< 1 \text{ mA}$
Suurin antojännite	$\pm 70 \text{ V}$
Suurin virta	$\pm 10 \text{ A}$
Nousuaika	$10 \text{ A} / 1 \text{ ms}$
Kuorman induktanssi	$\sim 5 \text{ mH}$

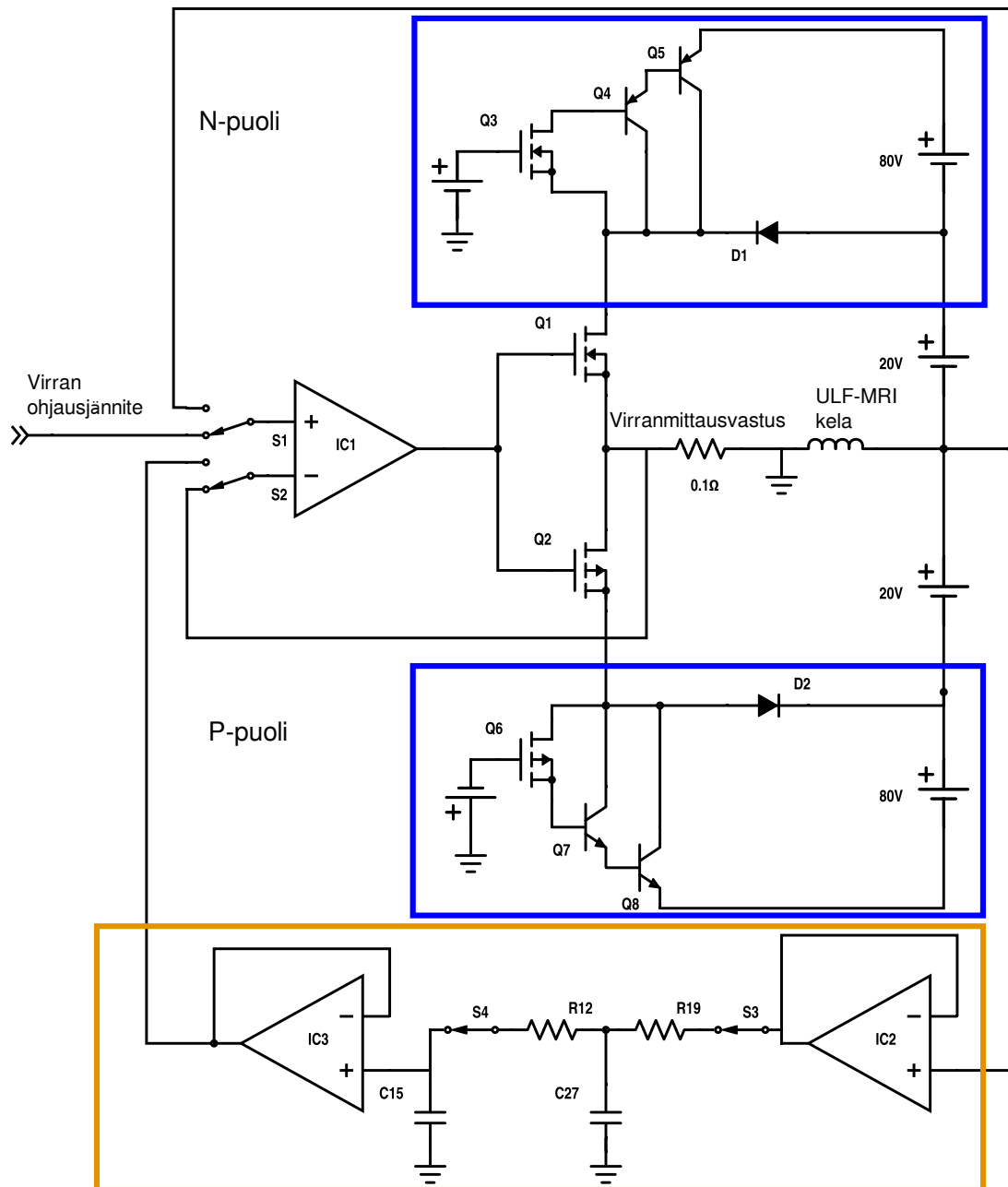


Kuva 12: ULF-MRI-virtalähteen ylätasen periaatekuva

maahan nähden. Kelan sijainti on valittu näin, jotta ohjauspiirissä ei esiintyisi korkeita jännitteitä. Päätetransistoreiden Q1 ja Q2 hilajännitteet eivät siis kasva kelan jännitteen noustessa eikä ohjauspiirin käyttöjännitteiden tarvitse olla korkeampia kuin perinteisillä operaatiovahvistimilla, joiden suurin sallittu jännite on tyypillisesti alle 18 V.

Normaalimoodissa kelan yli olevaa jännitettä näytteistetään jatkuvasti analogiseen muistiin. Pienikohinaiseen moodiin päästään muuttamalla ohjaavan operaatiovahvistimen takaisinkytkentää. Normaalimoodin aikana näytteistetty jännite toimii pienikohinaisessa moodissa vahvistimen ohjauksena. Se on kytketty operaatiovahvistimen IC1 invertoivaan napaan. Ei-invertoivaan napaan puolestaan takaisinkytketään kelan yli oleva jännite. Pienikohinaisessa moodissa piiri toimii sisäisesti jännitevahvistimena. Virtakohina putoaa kelan impedanssin ansiosta, kuten kappaleessa 3.3 selitetään. Pienikohinaisessa moodissa laitteen ulkopuolelta tuleva virtaohjaus ei ole lainkaan kytkettynä operaatiovahvistimeen, joten ohjauksen kohina ei vaikuta kelan kohinaan. Tässä moodissa operaatiovahvistimen kohina ja piirin vastusten terminen kohina dominoivat.

Yksinkertaisin tapa tallentaa jännite normaalimoodissa on tallentaa se analogisesti kondensaattoriin. Käytännössä tämä tarkoittaa sitä, että kondensaattori varataan kelan yli olevaa jännitettä vastaavaan arvoon. Analogisen muistin heikkous on sen vaeltaminen. Vaellus johtuu kondensaattorin purkautumisesta. Myös kelan resistanssin muuttuminen aiheuttaa virran muutoksen pienikohinaisessa moodissa. Vaikutus on kuitenkin niin pieni yhden maksimissaan 200 ms:n pulssin aikana, että sen voi jättää huomioimatta. Analoginen muisti toteutettiin niin sanotulla näytteenotto- ja pitopiirillä (engl. sample and hold). Kuvassa 13 näkyy toteutettu näytteistyspiiri. Normaalimoodissa, kuten kuvassa, kelan yli oleva jännite ohjataan jännitteen-seuraajalle (IC2), joka varaa kondensaattoriin kelan jännitteeseen. Pienikohinaiseen moodiin siirrytään vaihtamalla kytkimien S1, S2, S3 ja S4 tilat. Silloin puolijohde-



Kuva 13: Piirin toimintaperiaate. Kuvassa piiri on normaalimoodissa. Näytteistyspiiri on merkitty oranssilla laatikolla ja lisäjännitelähteet sinisillä laatikoilla.

kytkin S2 katkaisee yhteyden kondensaattorin C15 ja sitä varaavan operaatiovahvistimen IC2 välillä. Näin kondensaattoriin C15 jää muistiin sen hetkinen jännite. Kondensaattorin jälkeen oleva jännitteenseuraja (IC3) syöttää tämän ohjausjännitteen pääoperaatiovahvistimelle IC1. Aluksi näytteistyspiirissä oli vain yksi kytkin vastuksen R12 ja kondensaattorin C15 välillä. Vaikka kytkin oli auki, korkeita taajuuksia pääsi vuotamaan kytkimen läpi. Ne aiheuttivat positiivista takaisinkytkentää, ja pii-

ri saattoi oskilloida. Sen takia kytkimiä on nyt kaksi, S3 ja S4. Kytkimen takana oleva jännite kytketään maahan kondensaattorin C27 kautta. Kondensaattori C27 varautuu normaalimoodissa aina samaan jännitteeseen kuin muistikondensaattori C15. Ilman kondensaattoria C27 muistikondensaattori C15 purkautuisi pienikohinaisessa moodissa liian nopeasti kytkimen läpi kulkevan vuotovirran takia.

Tarvittavan muistikapasitanssin arvoa arvioitiin seuraavasti. Kondensaattorin varaus  $Q = I_b t$  ja kapasitanssi  $C = Q/U_C$ , joista saadaan laskettua

$$C = I_b t / U_C, \quad (17)$$

missä  $I_b$  on operaatiovahvistimen IC3 esivirta (engl. bias current),  $t$  aika ja  $U_C$  kondensaattorin jännite. Kelan virran tulee pysyä riittävän stabiilina 200 ms:n virtapulssin ajan. Sinä aikana virta saa muuttua maksimissaan 1 mA, kuten kappaleessa 2.2 laskettiin. Se vastaa karkeasti näytteistyspiirin jännitettä 1 mV. Valitun operaatiovahvistimen OPA627BP esivirta on 5 pA. Sijoittamalla nämä kaavaan (17) saadaan, että kapasitanssin tulisi olla vähintään 1 nF. Näin pientä kapasitanssia ei kannata kuitenkaan valita, koska muistikondensaattorilta vuotaa virtaa hieman myös kytkimen S4 läpi. Mitä suurempi analogisen muistin kapasitanssi on, sitä paremmin jännitteen arvo pysyy muistissa, joten lopulta muistikondensaattorin C15 kapasitanssin arvoksi valittiin 0,5  $\mu$ F.

Näytteistyspiirin siirrosjännite (engl. offset voltage) aiheuttaa ongelmia moodien välillä siirtymisessä. Jos jänniteohjauksen jännite poikkeaa normaalimoodissa olleesta kelan jännitteen arvosta, kestää vahvistimella kelan aikavakion määräämää aika saavuttaa uusi arvo ja stabiloitua siihen. Kelan virta siis muuttuu ennen asetumista ja se aiheuttaa häiriötä mittauksen aikana päällä oleviin kenttiin. Sen lisäksi SQUID:it voivat ajautua ulos mitta-alueelta. Normaalimoodissa ei suoriteta SQUID-mittauksia, joten voisi ajatella, että kohinalla ei siinä juuri ole merkitystä. Näin ei kuitenkaan ole, koska näytteistys on epätarkka, jos mitattava signaali on kohinainen. Se johtaa samanlaiseen transienttiin kelan virrassa kuin näytteistyspiirin siirrosjännite. Ennen moodin vaihdosta pitää pystyä minimoimaan syöttöjännitteen kohinapiikit ja vaihdoksesta johtuvat transientit.

Normaalimoodin transkonduktanssivahvistimessa kelan jännite vaihtelee enemmän kuin kelassa kulkeva virta. Operaatiovahvistimen IC1 kohinan tai sen tuloon kytkeytyvän ja kelalla näkyvän jännitekohinan riippuvuus vahvistimen normaalimoodissa on

$$U_{n,out} = I_{n,L} Z_L = \frac{1}{\beta} U_{n,in} Z_L = 10 U_{n,in} (2\pi f L + R_L), \quad (18)$$

missä  $I_{n,L}$  on virtakohina kelassa,  $Z_L$  piirin kuorman impedanssi,  $U_{n,in}$  ohjaukseen kytkeytyvä kohina,  $U_{n,out}$  kelan jännitekohina,  $f$  kohinan taajuus,  $L$  kelan induktanssi,  $R_L$  kelan resistanssi ja  $R_m$  mittaustavastuksen resistanssi. Esimerkiksi 5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ :n tulokokohina vastaa 5 mH:n kelassa ( $R_L = 1,5 \Omega$ ) 10 kilohertsin taajuudella 15,8  $\mu$ V/ $\sqrt{\text{Hz}}$ :n jännitekohinaa. Kymmenen kilohertsin kaistalla rms-kohina on karkeasti 1,6 mV. Huipusta huippuun -arvo on noin viisinkertainen eli 7,9 mV. Täten näytteistys ei ole tarkka ilman suodatusta, mikä aiheuttaa transientin kelan virtaan moodin vaihtumisen jälkeen.

Näytteistyspiirin jännitettä joudutaan siis suodattamaan, jotta kelan jännitteen nopeat heilahtelut eivät näkyisi tallennetussa jännitteessä. R12, R19, C15 ja C27 muodostavat näytteistyspiirin alipäästösuotimen. Ennen pienikohinaiseen moodiin siirtymistä pitää odottaa, että näytteistyspiiri on saanut tallennettua riittävän oikean jännitearvon. Tarvittava odotusaika riippuu suodatuksen aikavakiosta  $\tau$ . RC-suodattimen tulojännitteen muuttuessa suodattimen lähdössä näkyvä eksponentiaalinen transientti on

$$u_C(t) = u_C(\infty) + [u_C(0) - u_C(\infty)]e^{-t/\tau}, \quad (19)$$

missä  $u_C(0)$  on jännite alkuhetkellä,  $u_C(\infty)$  jännite uudessa tasapainotilanteessa,  $t$  aika, aikavakio  $\tau = RC$ ,  $R$  on resistanssi ja  $C$  kapasitanssi. Näytteistyspiirin suodatusta on aproksimoitu siten, että C27 on jätetty laskuissa huomioimatta. R12, C15 ja R19 muodostavat RC-alipäästösuodattimen, jonka aikavakio  $\tau = 0,44$  ms. Sen perusteella voidaan arvioida näytteistuksen oikeaan arvoon asettumiseen kuluva aikaa. Sen rajataajuus on 360 Hz kohdalla. Odotusajan  $6\tau = 2,64$  ms jälkeen alkutilan ja lopputilan jännitteet eroavat 0,26%. Jotta jännite saataisiin näytteistettyä millivoltin tarkkuudella oikein, jännitteen tulee ennen odotusajan  $6\tau$  alkamista olla jo 0,38 voltin tarkkuudella oikea.

#### 4.1.2 Pääteasteen erityispiirteet

Kuvassa 13 näkyy piirin pääteaste. Pääteasteen eri puolia kutsutaan tässä työssä N- ja P-puoleksi, kuten kuvaan on merkitty. N-puolella päätetransistori Q1 on NFET-tyyppinen ja virran suunta on maasta kelalle. P-puolella päätetransistori Q2 on vastaavasti PFET-tyyppinen ja virran suunta kelalta maahan.

Vahvistimen tehonkulutusta on pienennetty virtapulssien nousujen aikana väliaikaisesti kytkettävillä lisäjännitelähteillä. Lisäjännitelähteen suunnittelussa on pyritty siihen, että kytkentä olisi yksikertainen ja mahdollisimman vähän yhteydessä pääoperaatiovahvistimeen ja sen takaisinkytkentäsilmutkkaan. Jos nimittäin mitataan suoraan operaatiovahvistimen lähtöä ja kytketään lisäjännitettä sen mukaisesti päälle, piiriin tulee helposti stabiilisuusongelmia. Tätä työtä varten suunniteltu lisäjännitelähteiden kytkemisen periaate näkyy kuvassa 13. Lisäjännitelähteiden antamaa virtaa kytkee n-puolella päälle ja pois kanavatransistorin (FET) Q3 ja bipolaaritransistorin (BJT) Q4 yhdistelmä. FET:n hilan (engl. gate) potentiaali pidetään vakiona piirin maan suhteen, mutta lähteen (engl. source) potentiaali muuttuu päätetransistorin Q1 yli olevan jännitteen mukaisesti. Jos pääjännitelähteen jännite riittää kelan virtaramppiin, päätetransistorin Q1 yli on suurempi jännite kuin tilanteessa, jossa jännite ei riitä. Transistorin Q3 GS-jännite (hila-lähde-jännite, engl. gate-source GS voltage) ylittää kynnysjännitteen, kun päätetransistorin Q1 yli oleva jännite on pieni. Tällöin virtaa pääsee kulkemaan lisäjännitelähteiltä kelalle. Päätetetransistorin yli oleva jännite vuorostaan kasvaa, kun virran nousu on ohi, eikä ylimääräistä jännitettä enää tarvita. Silloin lisäjännitelähteiden kytkin sulkeutuu. P-puolella lisäjännitelähteiden kytkeminen tapahtuu N-puolta vastaavasti transistorilla Q6 ja Q7. Diodit D1 ja D2 ovat sitä varten, ettei lisäjännitteiden virta oikosulkeutuisi.

Vahvistimen lineaarisuus on pyritty saamaan mahdollisimman hyväksi valitsemalla pääteasteen tyypiksi AB eikä B. B-luokan vahvistimessa vahvistimen eri puolten päätetransistorit johtavat yksi kerrallaan virran suunnasta riippuen. Se on energiatehokas, koska se puoli pääteasteesta, jota ei käytetä, ei kuluta tehoa lainkaan. B-luokan vahvistimessa on kuitenkin ”kuollut alue”, jossa kumpikaan pääteasteen transistoreista ei johda. Nollavirran läheisyydessä päätetransistorin toiminta ei ole lineaarista, koska ennen kuin pääteaste saavuttaa tietyn kynnysjännitteen pääteaste ei johda lainkaan. Silloin päätetransistoreita ohjaavan operaatiovahvistimen antojännitteeltä vaadittava muutos on suuri. Operaatiovahvistimen avoimen silmukan vahvistus ei riitä saavuttamaan lineaarista virtaa nollan läheisyydessä. Sen takia pääteasteen vasteessa näkyy nollanylimenosärö (engl. crossover distortion). AB-luokan vahvistimessa pääteasteen molemmat transistorit johtavat samaan aikaan nollan läheisyydessä. Silläkin puolella, josta ei kulje kelalle virtaa, kulkee pieni lepovirta. Se kulkee molempien päätetransistorien Q1 ja Q2 kautta kulkematta kuitenkaan kelan läpi. Lepovirran ansiosta levossa oleva puoli on virran suunnan vaihtuessa heti valmiina toimintalueella käytettäväksi, eikä erikseen tarvitse saavuttaa kynnysjännitettä. Tällä tavalla nollanylimenosärö saadaan huomattavasti pienemmäksi kuin B-luokan vahvistimessa.

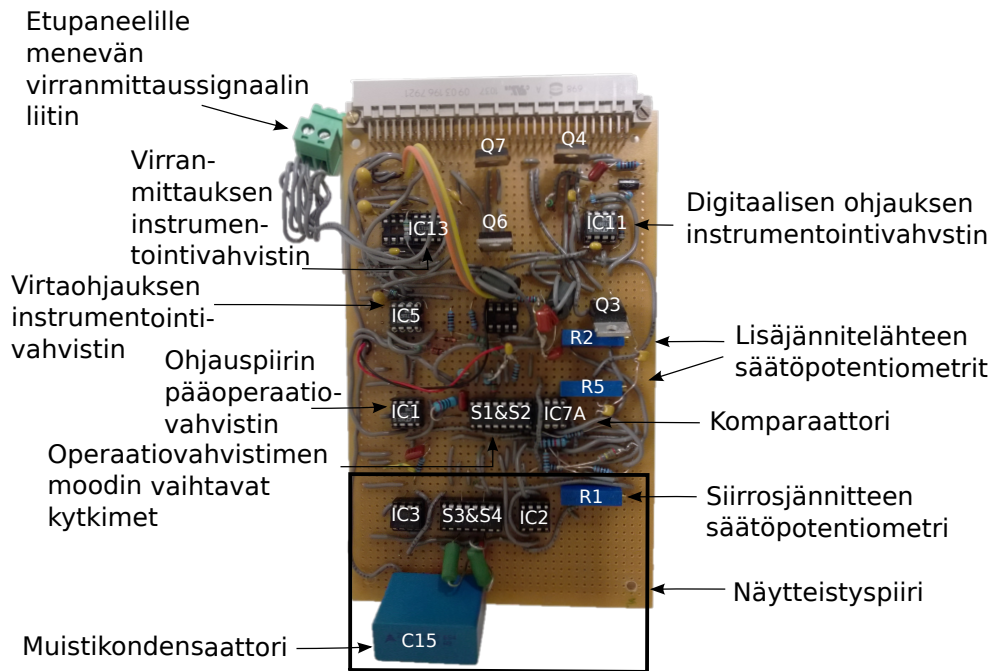
## 4.2 Ohjausaste

Kuvassa 14 näkyy ohjauspiirin piirilevy. Piirilevyn koko on  $233,35 \times 160,00 \text{ mm}^2$ . Piirilevyllä on ohjaussignaalien käsittely, itse ohjauspiiri, näytteistyspiiri, virranmittauspiiri ja lisäjännitelähteiden ohjauspiiri. Häiriöitä pyrittiin välttämään kokoaamalla ohjauspiiri mahdollisimman tiivistä lyhyillä johtimilla. Muistikondensaattorin C15 maakontakti on kytketty mahdollisimman hyvin virranohjauksen maan kanssa samaan kohtaan erillisellä hyppylangalla, jotta talletettu jännitteen arvo olisi mahdollisimman tarkka.

### 4.2.1 Ohjaussignaalien käsittely ja takaisinkytkentäpiirit

Ohjaussignaalit viedään instrumentointivahvistimien kautta piirille, jotta yhteisluotoiset häiriöt eivät kytkeydy piiriin. Kuvassa 15 näkyy virtaohjaussignaalin käsittely ja ohjauspiiri normaalimoodissa. Puolijohdekytkimet on jätetty kuvasta pois selkeyden vuoksi. Instrumentointivahvistimeksi valittiin LT1167 (Linear Technology) [46], joka on pienikohinainen (kohina enintään  $7,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ), hyvin lineaarinen (epälineaarisuus enintään 6 ppm) ja tarkka (vahvistusvirhe enintään 0,02%). Ohjaus on muutettu jännitteenjaolla (R9 ja R10) kymmenesosaan, jotta 1 V ohjauksessa tuottaisi kuormaan 1 A. Samalla ohjauksen kohina pienenee kymmenesosaan. Instrumentointivahvistimien kohina on suurempi kuin pääoperaatiovahvistimen IC1, joten ilman jännitteenjakoa instrumentointivahvistimen kohina olisi normaalimoodissa dominoiva kohinalähde. Analogista ohjausta suodatetaan vastuksen R9 (1,8 k $\Omega$ ), R10:n (200  $\Omega$ ) ja kondensaattorin C4 (33 nF) muodostamalla RC-suotimella. Suodatuksen rajataajuus on 26,7 kHz.

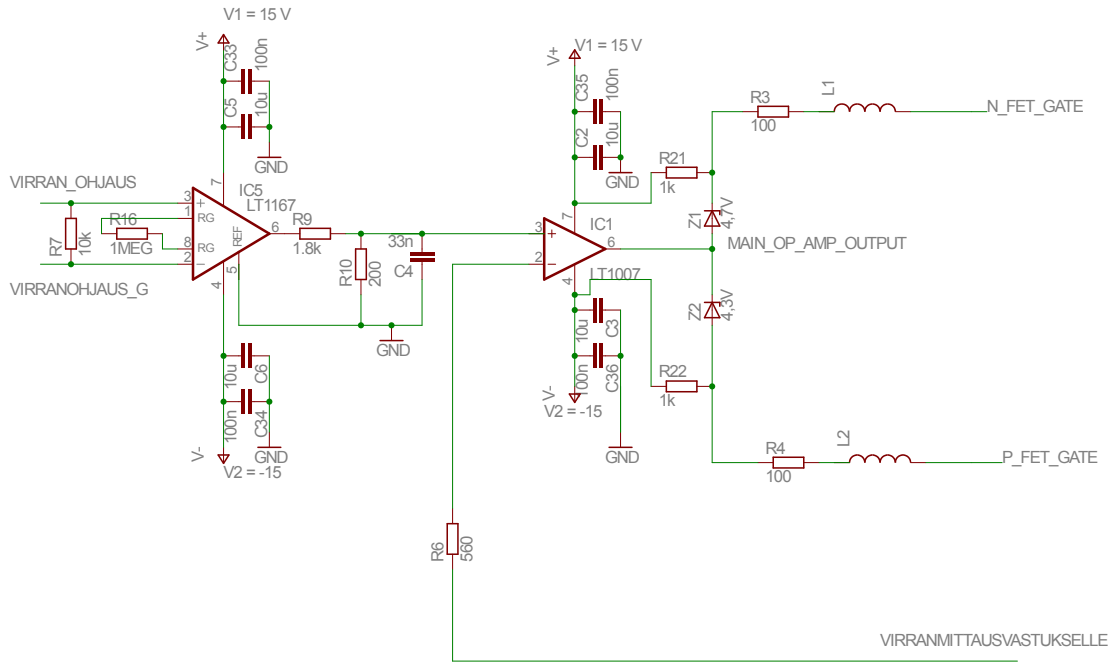
Digitaalista signaalia käytetään kytkimien ohjaamiseen. Kuvassa 16 näkyy sen



Kuva 14: Ohjauspiirin piirilevy on eurokortti, kooltaan  $233,35 \times 160,00 \text{ mm}^2$ .

käsittely. Myös digitaalinen ohjaussignaali kulkee LT1167-instrumentointivahvistimen kautta. Eri kytkimien toimiminen synkronoidusti on hyvin tärkeää, koska pienetkin viiveet ovat haitallisia operaatiovahvistimen ohjauksen vaihtamisen aikana. Kytkimien ohjauspulssin nousuaika halutaan mahdollisimman lyhyeksi, koska nousun keskellä kytkimen toiminta ei ole selkeästi määritelty ja tilan vaihtumisen kynnyksjännite voi vaihdella eri komponenttien välillä. Digitaalisen ohjauspulssin nousuaikaa lyhennetään komparaattorin avulla. Komparaattorin tyypiksi valittiin erittäin nopea MAX942 (Maxim Integrated) [47]. Komparaattori on kytketty hystereettiseksi, jotta digitaalisen ohjauksen kohina ei sotkisi piirin toimintaa.

Kuvassa 17 on piirikaavio, josta näkyy pääteasteen ohjauspiiri pienikohinaisessa moodissa. Puolijohdekytkimet on selkeyden vuoksi jätetty pois kuvasta. IC1 on koko piirin pääoperaatiovahvistin ja sen kohina vaikuttaa oleellisesti koko vahvistimen kohinatasoon. Komponentiksi valittiin LT1007 CN8 [31]. Sen rajataajuus on jo 2 hertsin kohdalla, ja sen kohinataso on kilohertsin kaistalla maksimissaan  $3,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Lisäksi sen kohinataso on erittäin matala alhaisilla taajuuksilla. Kymmenen hertsin kaistalla kohina on enintään  $4,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , mikä on erittäin hyvä verrattuna operaatiovahvistinten tyypillisiin kohinatasoihin. LT1007 CN8:n vahvistuksen kaista (engl. gain bandwidth product) on tyypillisesti 5 MHz. Vahvistuksen kaista kertoo, kuinka laajalla kaistalla operaatiovahvistimen avoimen silmukan vahvistus on vielä yli yhden eli yli 0 dB. Suuremmalla kaistalla toimivat operaatiovahvistimet tekevät piiristä epästabiilin. LT1007 CN8 valittiin juuri siksi, että sen kaista on muita pienikohinai-



Kuva 15: Ohjauspiiri, kun vahvistin on normaalimoodissa.

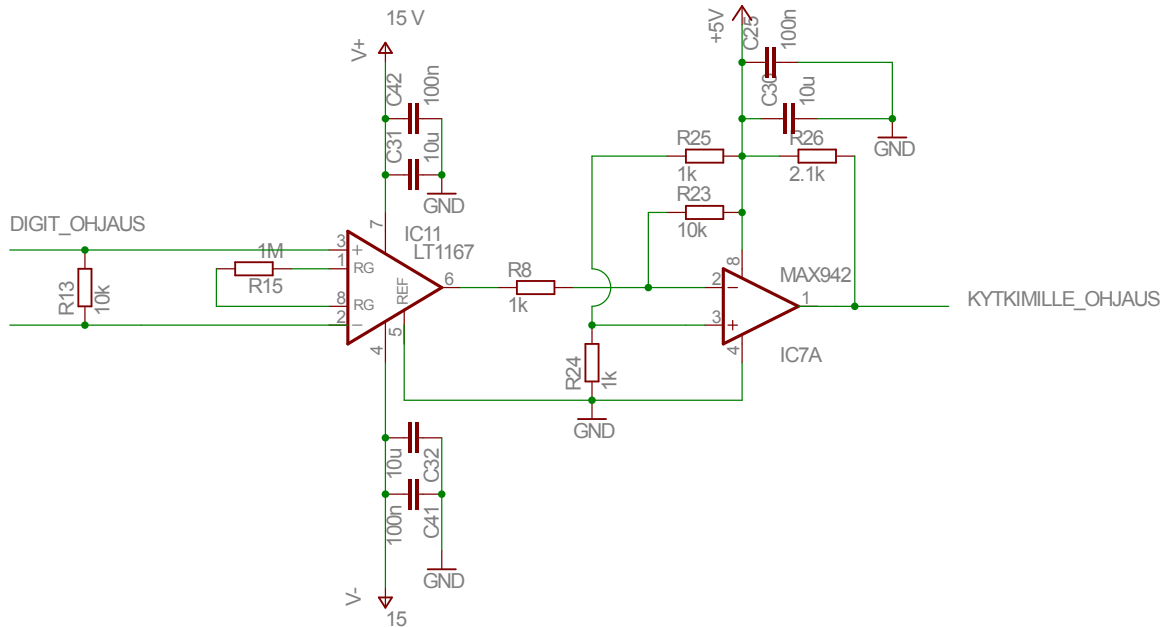
sia operaatiovahvistimia kapeampi.

Pienikohinaisessa moodissa sekä pääoperaatiovahvistimen IC1 että sille ohjauksen syöttävän näytteistyspiirin operaatiovahvistimen IC3 tulee olla pienikohinaisia. Muistikondensaattorin purkautumisnopeus riippuu sen ohjaaman operaatiovahvistimen esivirrasta. IC3:n tyypiksi valittiin OPA627BP [32]. Sen kohina on 1 kHz:n taajuudella tyypillisesti  $5,2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  ja enintään  $8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , ja sen esivirta on erittäin pieni, maksimissaan 5 pA. Kohinaominaisuuksien olisi toivottavaa olla vielä hieman paremmat, mutta pienen esivirran vahvistimista ei löytynyt tämän sopivampaa komponenttia.

Normaalin ja pienikohinaisen moodin välillä siirtyminen toteutetaan kytkimien avulla. Kuten aiemmin kerrottiin, kytkemisen tulee tapahtua mahdollisimman nopeasti ja samanaikaisesti. Kytkintyypiksi valittiin puolijohdekytkin DG403 DJ (Vishay Siliconix) [48]. Puolijohdekytkimien hyvä ominaisuus on nopea kytkemisaika. Niiden huono puoli puolestaan on se, että niiden läpi kulkee aina vuotovirtaa, eikä niillä saa täysin katkaistua piiriä. Aluksi kytkemiseen kokeiltiin reed-releitä, jotta kytkimen läpi ei pääsisi lainkaan vuotamaan virtaa. Reed-releet eivät kuitenkaan toimineet toivotusti, koska niiden kytkemisaika on liian suuri ja piirin eri kytkimet eivät sen takia vaihtaneet tilaansa riittävän synkronisesti.

IC2 on kytketty jännitteenseuraajaksi, jolloin jännitevahvistus on yksi. Silmukavahvistus  $A\beta$  on tällöin suurin mahdollinen ja yhtä suuri kuin avoimen silmukan vahvistus. Jännitteenseuraaja on siksi altis oskilloimaan, erityisesti suurella kapasitiivisella kuormalla. IC2:n lähtö on kytketty vastukseen R19, jolloin jännitteenseuraajan kuorma ei ole puhtaasti kapasitiivinen. Tämä stabiloi IC2:n kytkennän. Lisäksi vastus R19 rajoittaa puolijohdekytkimien läpi kulkevan virran huippuarvoa.



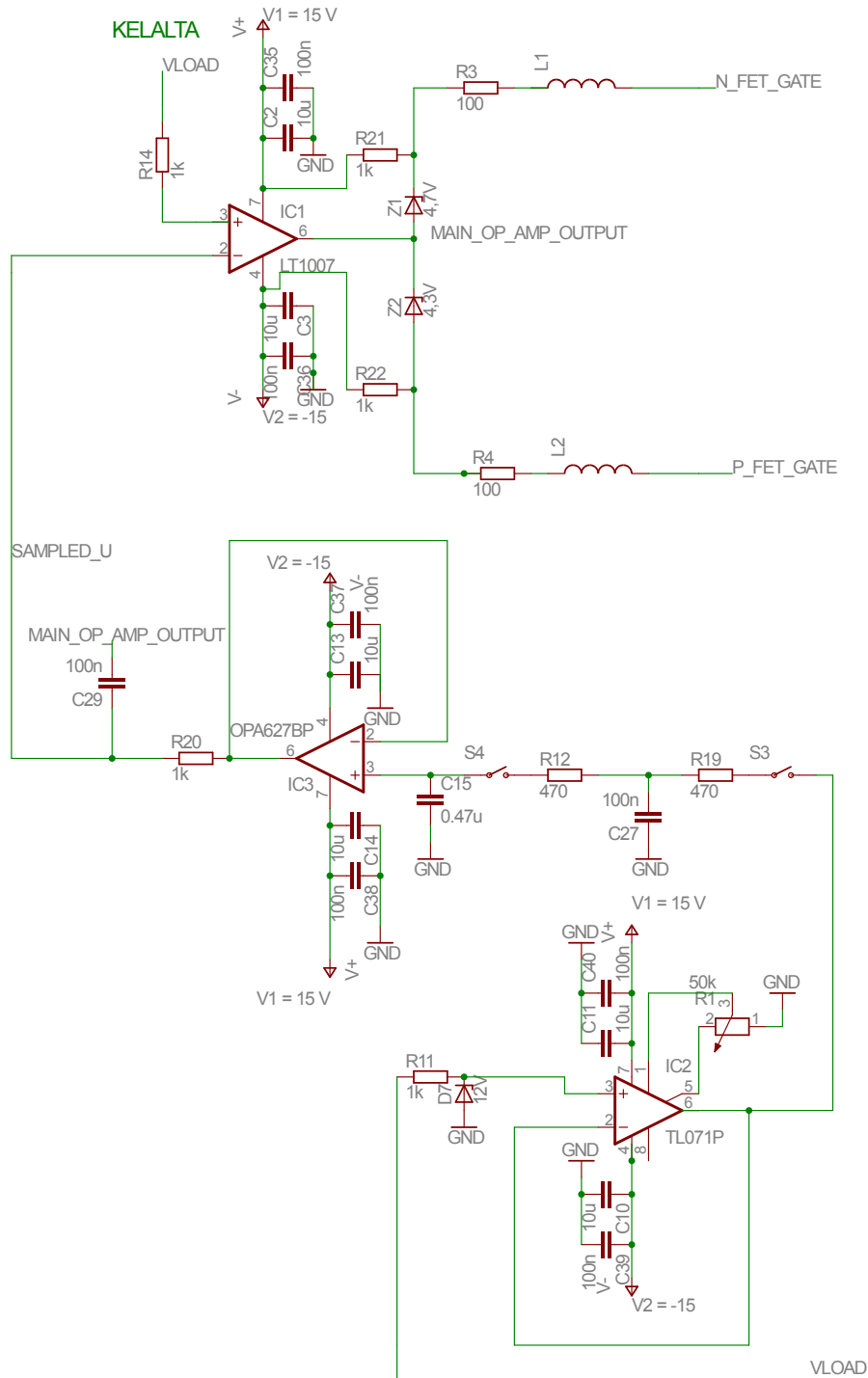


Kuva 16: Digitaalisen ohjaussignaalin käsittelevä kytkentä.

Ilman sitä puolijohdekytkimen läpi kulkee liian suuria virtoja ja se hajoaa. DG403 DJ kestää 30 mA jatkuvaa virtaa ja 100 mA pulssitettua virtaa (1 ms, 10% käyttöajasta). Vastuksen R19 yli on suurin jännite silloin, kun IC3:n lähtö muuttuu koko jännitealueen ( $\pm 15$  V) laidasta laitaan nopeasti. Vastuksen R19 yli on enimmillään siis 30 voltia. Ohmin laista saadaan laskettua, että vastuksen tulee olla vähintään  $1\text{ k}\Omega$ , jos virta on jatkuvaa, ja  $300\text{ }\Omega$ , jos virta on pulssitettua. Lopulta valittiin  $R19 = 470\text{ }\Omega$ .

IC2:n siirrosjännite muuttaa ohjausjännitettä pienikohinaisessa moodissa. Myös IC2:n ja IC3:n siirrosjännite vaikuttaa ohjausjännitteeseen. IC1:n, IC2:n ja IC3:n siirrosjännitteet voidaan kompensoida helposti potentiometrillä. IC2:n tyyppiä valittiin TL071BCP, koska siinä on valmiina ulkoinen siirrosjännitteen kompensointimahdollisuus.

Käyttöjännitteenä ohjauspiirillä on analogiapiirien käyttöjännitteet ( $\pm 12$ – $15$  V). Näin pienet analogiset jännitteet riittävät, koska suuret jännitteet eivät koskaan kytkeydy ohjauspiiriin. Digitaalisten signaalien käyttöjännite on 5 V. IC-piirien käyttöjännitteitä suojattiin häiriöiltä ohituskondensaattorien (engl. bypass capacitor) avulla. Kondensaattorit pyrittiin sijoittamaan mahdollisimman lähelle maata ja kutakin käyttöjännitettä tarvitsevaa komponenttia. Kondensaattoreita käytettiin kahdenlaisia (10  $\mu\text{F}$  ja 100 nF). Piirissä on mahdollisuus ottaa ohjauspiirien käyttöjännitteet joko verkkovirrasta tai antaa ne suoraan ulkoapäin. Piirissä on lineaarinen AC/DC muunnin, joka antaa ulos 15 V. Tämä 15 V syötetään vielä regulaattoriin, joka tuottaa 12 V käyttöjännitteet ohjauspiirille. Jos halutaan minimoida kohina, käyttöjännitteet kannattaa tuoda piirille suoraan akuista.



Kuva 17: Kytentä, jossa piirin ohjaus on pienikohinaisessa moodissa.

#### 4.2.2 Vahvistimen kohina

Kuvassa 18 on pienikohinaisen moodin kohinamalli. Kohinalähteet ovat korreloimattomia, joten eri lähteiden kohinat summataan neliöllisesti yhteen. Pienikohinaisen

moodin vahvistus on 1, joten kohinalähteiden kohinat summautuvat suoraan lähtöön. Kokonaiskohinajännite on

$$u_n = \sqrt{u_{n,A1}^2 + u_{n,A2}^2 + u_{tn,R20}^2 + u_{tn,R2}^2 + [i_{n,A2}(R2 + Z_L)]^2 + (i_{n,A2} \cdot R20)^2}. \quad (20)$$

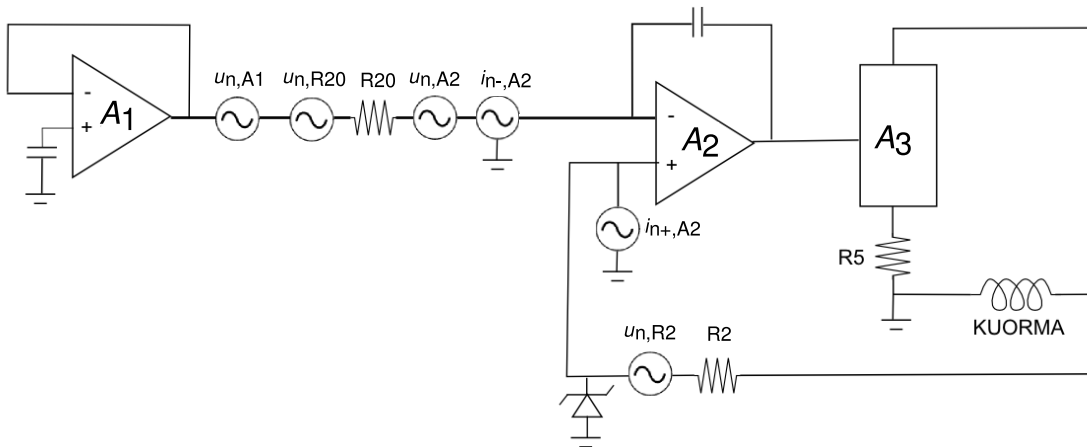
Sijoitetaan  $u_{n,A1} = 5,2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ,  $u_{n,A2} = 3,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ,  $u_{tn,R20}^2 = 4kT \cdot 1 \text{ k}\Omega$ ,  $u_{tn,R2}^2 = kT \cdot 560 \Omega$ ,  $i_{n,A2} = 0,6 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ,  $R2 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R20 = 560 \text{ k}\Omega$  ja  $Z_L < 1000 \Omega$  (2 kilohertsin kaista). Jännitekohinaksi saadaan  $u_n = 6,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Jännitekohinasta saadaan laskettua kelassa kulkeva kohinavirta. Virtakohina taajuudella 2 kHz on

$$i_n = \frac{u_n}{j\omega L + R_L} = \frac{(6,5 \text{ nV}\sqrt{\text{Hz}})}{2\pi \cdot (2 \text{ kHz}) \cdot (5 \text{ mH}) + (1,5 \Omega)} = 100 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}, \quad (21)$$

joka vastaa  $B_0$ -kelalla noin  $1,7 \text{ fT}\sqrt{\text{Hz}}$  kohinaa.

### 4.3 Pääteaste

Kuvassa 19 on pääteasteen piirikaavio. Päätetransistoripariksi Q1 ja Q2 valittiin teho-FET-tyypit IRFP250 (Vishay Siliconix) ja FQA36P15 (Fairchild) [49, 50]. Piiriin valittiin transistorit, joiden johtavan tilan resistanssi  $R_{on}$  on mahdollisimman pieni, ettei jännitettä kuluisi turhan paljon. Valittujen FET:ien  $R_{on}$  on  $0,09 \Omega$ . Toinen tärkeä kriteeri valinnassa oli tehonkesto. Yleisesti FET:in transkonduktanssi  $g_m$  on pienempi kuin BJT:n [51]. FET:in hilalta ei vuoda tasavirtaa lähteelle. Se on etu, koska IC1:n lähdöstä Q1:n tai Q2:n kautta maahan kulkeva virta ei kulkisi kelan läpi. Tämä vuotovirta kulkisi kuitenkin virranmittausvastuksen läpi ja aiheuttaisi virhettä kelalle kulkevaan virtaan. FET:in valintaa puoltaa myös se, että FET:iin ei mene virtaa muuten kuin latausvaiheessa, joten ohjaavalta operaatiovahvistimelta ei vaadita niin suurta lähtövirtaa kuin mitä BJT vaatisi. Tämän takia FET ei vaadi välttämättä ajuripiiriä ohjaamaan sitä, vaan normaali operaatiovahvistimen



Kuva 18: Pienikohinaisen moodin kohinamalli.

lähtövirta riittää ohjaamaan FET:ää. FET:in hilan kanssa sarjaan kytkettiin vastus ja ferriitti vaimentamaan rf-taajuuksia. 120 voltin ylijännitesuojadiodit (engl. transient voltage suppressor diode) Z3, Z4, Z5 ja Z6 suojaavat pääteasteen transistoreita jännitepiikeiltä.

Pienikohinaisessa moodissa pääteaste on yhteislähdetyyppinen (engl. common source), eli lähde on lähes maassa kiinni ja lähtöjännite on nielulla. Pääteasteen jännitevahvistus on tällaisessa kytkennässä suuri. FET:in jännitevahvistus yhteislähdetyyppisessä on johdettu lähteessä [51]. Se on

$$A_v = -g_m R_L / (-g_m R_S + 1), \quad (22)$$

missä  $g_m$  on FET:in transkonduktanssi,  $R_L$  kuorman resistanssi ja  $R_S$  lähteen ja maan välillä oleva vastus. Jos  $R_S$  on hyvin pieni, kuten piirissämme  $R_S = R_m = 0,1 \Omega$ , jännitevahvistuksen voidaan arvioida olevan

$$A_v = -g_m R_L = -2I_D R_L / (U_{GS} U_{th}). \quad (23)$$

missä  $I_D$  on nieluvirta,  $U_{GS}$  jännite hilalta lähteelle ja  $U_{th}$  kynnysjännite. Pääteasteen vahvistusta pienennettiin lähteen degenerointi -menetelmällä (engl. source degeneration), jotta pääteaste olisi stabiilimpi. Siinä lähteelle lisätään impedanssia, jotta kaavan (22) mukaisesti jännitevahvistus pienenee. Piiriin lisättiin käytännössä vastus  $R_{27} = 10 \Omega$  ja sen rinnalle kela  $L_3 = 0,1 \text{ mH}$ , jotta impedanssia olisi suuremmilla taajuuksilla enemmän, mutta tasavirralla ei juuri kuluisi tehoa. Toteutettu ratkaisu näkyy kuvassa 19. Päätetransistorien Q1 ja Q2 hilojen potentiaalit nousevat ja laskevat korkeammilla taajuuksilla  $R_{27}$ :n ja  $L_3$ :n vaikutuksesta. IC1:n lähtö ei kuitenkaan koskaan pääse nousemaan ohjauspiirin käyttöjännitteitä korkeammalle.

Nollanylimenosäro poistettiin zenerdiodien Z1 (4,7 V) ja Z2 (4,3 V) sekä vastusten R21 ja R22 avulla. Toteutettu ratkaisu näkyy kuvassa 17. Vastukset kytkettiin zenerdiodeilta operaatiovahvistimen käyttöjännitteille, jotta zenerdiodeissa saatiin kulkemaan virtaa. Zenerdiodit nostavat transistorien hilajännitteen noin kynnysjännitteeseen, jolloin operaatiovahvistimen avoimen silmukan vahvistus riittää tuottamaan lineaarista virtaa nollan läheisyydessä. Pääteasteessa ei pitäisi turhaan kulkea isoja virtoja kuluttamassa piirin akkuja, joten zenerdiodien sopiva mitoitus on tärkeää.

Vahvistimessa tapahtuu jännitehäviötä ja kuluu tehoa kuorman lisäksi pääteasteessa. Pääteasteen resistanssi on vähintään virranmittausvastuksen  $R_5 = 0,1 \Omega$  ja päätetransistorin  $R_{on} = 0,09 \Omega$  summa eli  $0,19 \Omega$ . Kuorman  $R_L = 1,5 \Omega$  ja pääteasteen resistanssit kuluttavat jännitettä 10 ampeerin virralla yhteensä siis  $(10 \text{ A}) \cdot (1,69 \Omega) = 16,9 \text{ V}$ . Lisäksi diodiin D1/D2 kuluu 640 mV eli yhteensä jännitettä tarvitaan  $17,5 \text{ V}$ . Käytännössä jännitettä tarvitaan vielä vähän enemmän ja siten sopiva käyttöjännite pääteasteelle tasavirralla on esimerkiksi 24 V. Päätetransistoreissa kuluu tehoa voidaan arvioida laskemalla päätetransistoreiden yli olevan jännitteen siinä kulkevan virran funktiona ja laskemalla niistä tehon  $P = UI$ . Käyttöjännitteistä se osa, joka ei kulu kuormaan tai muualla piirissä jää päätetransistorin jännitehäviöksi. Kuormavastukseen  $R_L$  ja virranmittausvastukseen  $R_5 = 0,1 \Omega$  kuluu tasavirralla jännite  $(1,6 \Omega) \cdot I$ , jonka lisäksi, kuten aiemmin mainittiin, diodilla kuluu 640 mV. Päätetransistorin tehonkulutus on siis  $P = U_{DS} I_D = [(24 \text{ V}) - (0,64 \text{ V}) - (1,6 \Omega) I_D] I_D$ .

Tehonkulutuksen funktion maksimi on 7,3 A:n kohdalla. Silloin tehonkulutus on 85 W. Virranmuutoksien aikana tehonkulutus voi hetkellisesti nousta suuremmaksi.

Suurin osa piiriin tehonkulutuksesta tapahtuu päätetransistoreilla. Päätetransistorien jäähdytys-elementit on kiinnitetty kotelon takaseinään kotelon ulkopuolelle, jotta ilma pääsee vaihtumaan jäähdytys-elementin ympärillä ja lämpö pääsee johtumaan paremmin pois. Elementiksi valittiin iso jäähdytyslevy, joka mahtuu sopivasti laatikon takaseinään. Lisäjännitelähteen transistoreille on vieressä toinen samanlainen elementti. Jäähdytys-elementin siirtämä lämpöteho on

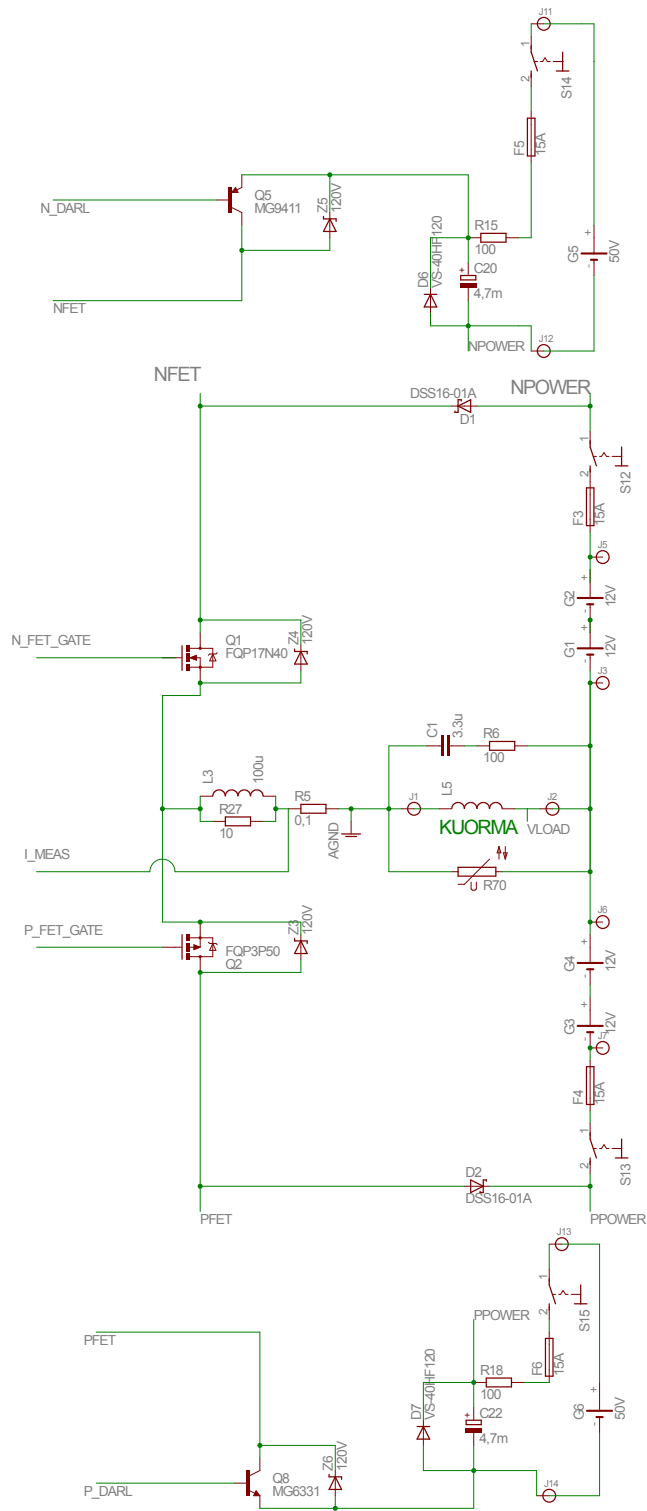
$$P = \frac{T_j - T_a}{\theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa}}, \quad (24)$$

missä  $T_j$  on suurin sallittu liitoslämpötila,  $T_a$  huoneenlämpötila,  $\theta_{jc}$  jäähdytettävän komponentin liitoksen terminen resistanssi,  $\theta_{cs}$  terminen resistanssi komponentista jäähdytys-elementtiin ja  $\theta_{sa}$  terminen resistanssi jäähdytys-elementistä ilmaan [52]. Käytettyjen päätetransistorien  $T_j = 175^\circ\text{C}$  ja  $\theta_{jc} = 0,66^\circ\text{C/W}$ . Käyttäessä termisesti johtavaa tahnaa komponentin ja jäähdytys-elementin välissä  $\theta_{cs}$  on tyypillisesti  $0,5^\circ\text{C/W}$  [52]. Valitun jäähdytys-elementin terminen resistanssi on  $0,67^\circ\text{C/W}$ . Edellä mainituilla arvoilla yhtälön (24) mukaan suurin siirretty lämpöteho on 85 W, eli sama teho kuin edellä laskettu transistorien tehonkulutus suurimmillaan. Koska jäähdytys-elementit ovat kiinni alumiinisen laatikon takaseinässä, on tehohäviö vielä tätäkin vähän parempi. Jäähdytys on toteutettu siis kokonaan passiivisena. Vahvistimeen ei haluttu tuuletinta, koska sähkömoottori voi aiheuttaa häiriöitä.

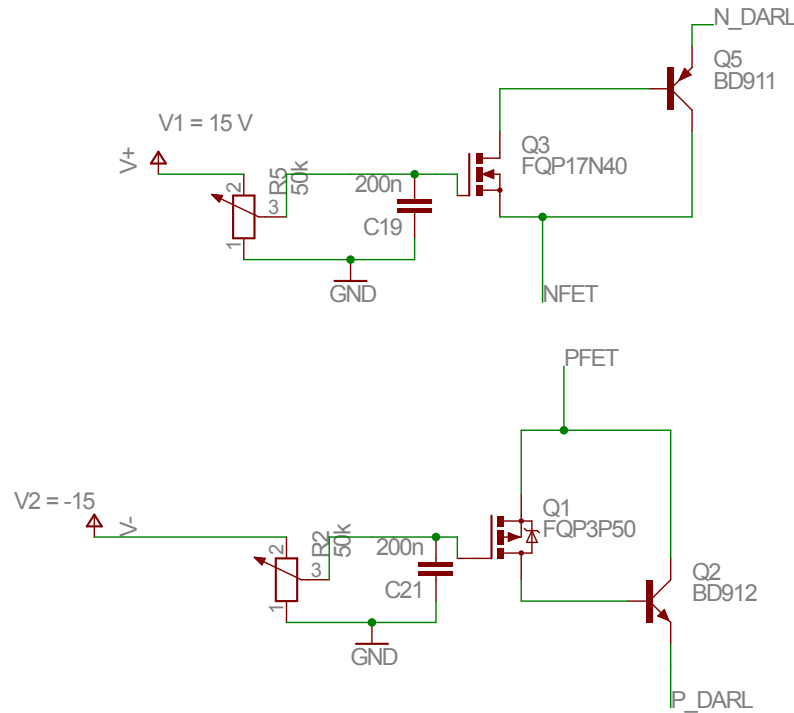
Kuvassa 20 on lisäjännitelähteiden ohjausosion piirikaavio. Lisäjännitelähteiden ohjaamiseen käytettävät FET:it Q3 ja Q6 ovat tyyppejä FQP17N40 ja FQP3P50. Darlington-kytkennän muodostavat transistorit Q4, Q7, Q5 ja Q8 ovat BD911, BD912, MG6331 ja MG9411. Transistorit Q5 ja Q8 ovat kiinni laatikon takaseinässä jäähdytys-elementtien kohdalla. Potentiometreillä R2 ( $50\text{ k}\Omega$ ) ja R5 ( $50\text{ k}\Omega$ ) säädetään kynnysjännitteet, joilla lisäjännitelähteet otetaan käyttöön. Kondensaattorit C21 sekä C19 suodattavat ja stabiloivat lisäjännitelähteiden ohjausta.

Pääkäyttöjännitteiden sekä transistorien Q1 ja Q2 välissä olevat Schottky-diodit (D1 ja D2, kuva 20) ovat tyyppiä DSS16-01A [53]. Tämä tyyppi valittiin, koska sen virrankesto on riittävä (16 A) ja sen jännitehäviö on vain 640 mV.

Pääteasteen jännitelähteet ovat kelluvia ja ohjauspiirin käyttöjännitteistä erillisiä. Pääteasteen käyttöjännitteet kytketään aina laitteen ulkopuolelta. Jos halutaan minimoida kohina, pääteasteessa kannattaa käyttää akkuja. Perinteisiä auton 12 V:n akkuja tarvitaan neljä, jolloin jännitteeksi saadaan  $\pm 24\text{ V}$ . Myös nopeisiin nousuihin tarvittavat lisäjännitteen jännitelähteet kytketään aina laitteen ulkopuolelta.



Kuva 19: Pääteasteen kytkentäkaavio ja tyypillinen kuorma.



Kuva 20: Lisäjännitelähteiden ohjauksen ohjauspiirillä olevan osan kytkentäkaavio.

#### 4.4 Piirin stabilointi induktiiviselle kuormalle

Suunnittelussa on pitänyt ottaa useita seikkoja huomioon, jotta piiri on saatu toimimaan riittävän stabiilisti. Seuraavassa on kooste siitä, miten piiri on stabiloitu.

Kuten aiemmin on todettu, piirin pääteaste on yhteislähde, joka on ilman kompensointia helposti epästabiili suuren vahvistuksen takia. Tämän takia se on stabiloitu lähteen degenerointi -menetelmällä, joka on selitetty kappaleessa 4.3.

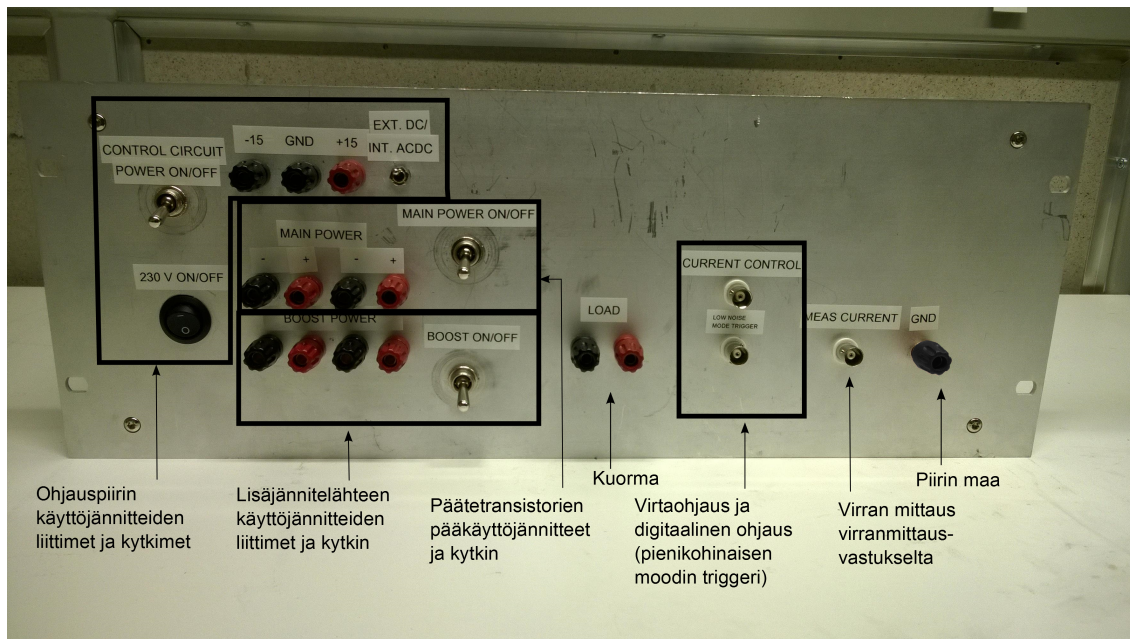
Pienikohinainen moodi oli aluksi epästabiili. Pääoperaatiovahvistimeksi IC1 on valittu pienikohinaisten operaatiovahvistimien joukosta kapeakaistainen vahvistin. Stabiilisuutta parannettiin lisäksi kuvassa 17 näkyvällä R20:n ja C29:n kytkennällä. Siinä operaatiovahvistimen IC1 kaistaa on pienennetty. Hidastuksen rajataajuus on  $1/(2\pi \cdot R20 \cdot C29)$ . Sijoittamalla  $R20 = 1 \text{ k}\Omega$  ja  $C29 = 100 \text{ nF}$  saadaan 1,6 kHz. Kohina saattaa hieman kasvaa piirissä, koska hidastuksen rajataajuus on niinkin alhainen kuin 1,6 kHz. Operaatiovahvistin ei siis kykene vaimentamaan tehokkaasti rajataajuutta korkeampia taajuuksia.

Piirin soimista voidaan vähentää kuorman induktiivisuutta pienentämällä. Se on käytännössä toteutettu kytkemällä vahvistinkotelon ulkopuolelle kelan rinnalle sarjaan kondensaattori  $C1 = 3,3 \text{ }\mu\text{F}$  ja vastus  $R6 = 100 \text{ }\Omega$ . Korkeat taajuudet pääsevät kondensaattorin läpi, eivätkä ne kulje lainkaan kelan läpi, mikä kuitenkin kaventaa vahvistimen efektiivistä kaistaa. Se aiheuttaa virtarampin jälkeen kelan virtaan pyöristymistä ja ylitystä, jonka asettumiseen kuluu noin kolme millisekuntia.

## 4.5 Vahvistimen ulkoasu ja liitännät

Kuvassa 21 näkyy vahvistimen etupaneeli. Virran suuruutta ohjaava analoginen signaali ja moodia vaihtava digitaalinen signaali tulevat kumpikin omaan BNC-liittimeen. Jos virran ohjausjännite on kohinaista, piirin kelaan syöttämä kohina luonnollisesti kasvaa normaalimoodissa, koska ohjaukseen tuleva kohina vahvistuu operaatiovahvistinpiirissä aivan kuten operaatiovahvistimen sisäinen jännitekohina. Kolmas BNC-liitin etupaneelissa on virranmittauslähtö. Se on virranmittausvastuksen jännite vahvistettuna instrumentointivahvistimella kymmenkertaiseksi, eli yksi voltti vastaa noin ampeerin virtaa kuormassa. Instrumentointivahvistimen referenssimaa on kytketty piirin maahan.

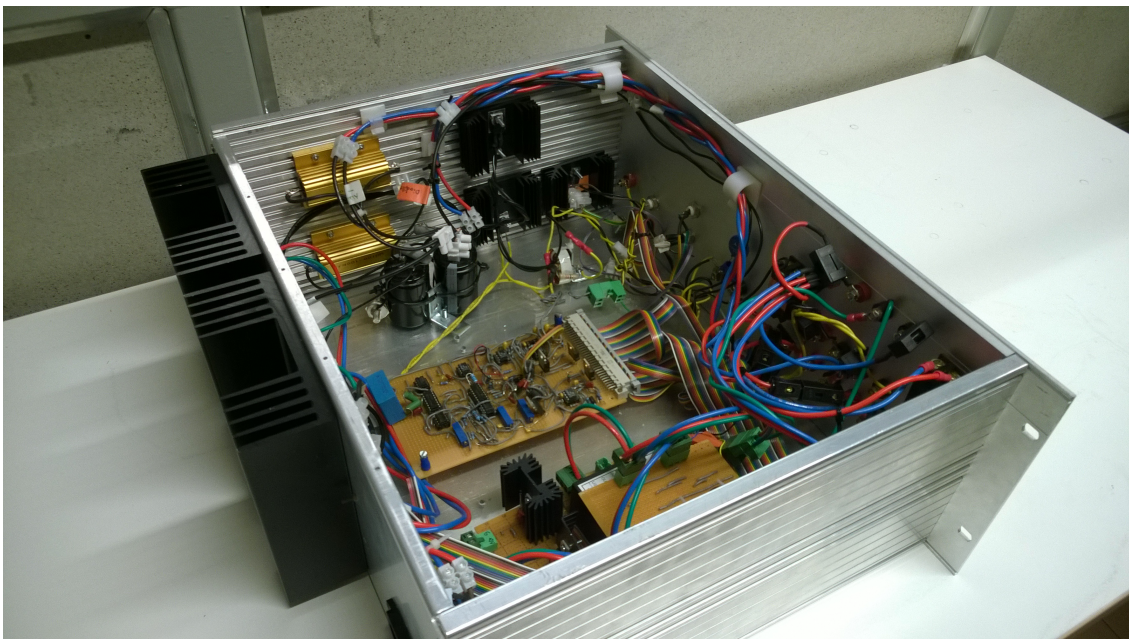
Piirin kaikki muut liittimet ovat banaaniliittimiä. Kuvassa 21 näkyy ohjauspiirin, pääkäyttöjännitteiden ja lisäjännitteen käyttöjännitteiden liittimet. Lisäksi kuvassa näkyy banaaniliittimet kuormalle ja piirin maalle. Kytkimiä etupaneelissa on viisi. Pienimmällä vipukytkimellä valitaan käytetäänkö sisäistä AC/DC-muunninta vai syötetäänkö ohjauspiirin jännitteet ulkopuolelta. Kaksi isompaa vipukytkintä keskellä kytkevät pääkäyttöjännitteet ja lisäjännitelähteiden käyttöjännitteet päälle ja pois. Vipukytkin vasemmassa reunassa kytkee ohjauspiirin käyttöjännitteet päälle ja pois. Lisäksi musta kytkin kytkee verkkovirran päälle ja pois. Tämän kytkimen tulee olla päällä, jos halutaan käyttää sisäistä AC/DC-muunninta.



Kuva 21: Vahvistimen etupaneeli.

Kuvassa 22 näkyy koko vahvistin sisältä. Päätetransistorien jäähdytysalusta näkyvät laitteen takaseinässä. Keskellä laatikkoa on ohjauspiiri, ja reunoilla on pääteasteen virtajohdot, lisäjännitelähdepiiri ja regulaattori.





Kuva 22: Vahvistin kotelon kannen ollessa avattuna.

## 5 Rakennetun vahvistimen testaaminen

Vahvistimen alustavia testituloksia on lähteessä [57]. Seuraavassa käsitellään yksityiskohtaisempia tuloksia. Mittaukset on jaettu kahteen osaan, kohinamittauksiin ja vastemittauksiin. Kohinamittauksissa käytettiin ohjauksena MRI-laitteen DSP-yksiköltä tulevaa signaalia. Testattavat pulssit luotiin Aalto-yliopiston NBE:llä kehitetyllä Python-pohjaisella MRI-sekvensseripaketilla. Vastemittauksissa puolestaan käytettiin ohjauksena joko ulkoista jännitelähdettä tai oskilloskoopin funktiogeneeraattoria. Kaikissa mittauksissa käytettiin kuormana  $B_0$ -kelaa (induktanssi  $\sim 5$  mH, kelan synnyttämä magneettikenttä  $16,7 \mu\text{T/A}$ ). Sen rinnalle oli kytketty sarjaan vastus  $R6 = 100 \Omega$  ja kondensaattori  $C1 = 3,3 \mu\text{F}$  vaimentamaan ilman niitä piirissä näkyvää noin 2 kilohertsin resonanssia.

### 5.1 Menetelmät

#### 5.1.1 Kohinamittaukset

Kohinamittauksissa ohjausasteen käyttöjännitteinä ja pääkäyttöjännitteinä ( $\pm 12$  V) olivat auton akut, koska laboratorioteholähteitä käytettäessä verkkovirran 50 hertsin taajuinen häiriö ja sen harmoniset komponentit nostavat kohinatasoa. Kuten kappaleessa 2.3 selitettiin, antureiden suunta vaikuttaa huomattavasti niiden herkkyyteen. Mitä vähemmän anturi osoittaa mittauskenttään päin, sitä vähemmän mitauskentän kelan kohina ja vaeltaminen sitä häiritsevät. Käytettävät SQUID-anturit valittiin siten, että  $B_0$ -kelan synnyttämä magneettivuo lävistää silmukan mahdollisimman kohtisuoraan. Kohinamittauksissa käytettiin kahta magnetometri-anturia (Elektan anturiasetelman paikat MEG1411 ja MEG1421).

Kuten kappaleessa 2.4 kerrottiin, polarisaatiopulssi aiheuttaa pyörrevirtoja suojahuoneen seinissä. Niiden tuottama sekundaarinen magneettikenttä voi helposti ylittää antureiden mittausalueen. Gradientti- ja  $B_0$ -pulssit aiheuttavat luonnollisesti samankaltaisen ilmiön vaimeampana. Tästä syystä kohinamittauksissa vahvistimeen ohjattiin normaalimoodissa tasavirtaa virran pulssittamisen sijasta. Tässä mittauksessa virta oli 2 A. SQUID:it alustettiin noin 30 millisekuntia ennen pienikohinaiseen moodin vaihtamista. Tästä 5 millisekunnin kuluttua aloitettiin 50 millisekunnin pituinen mittaus. Mittaukset toistettiin 10 kertaa, ja näistä mittauksista laskettiin kohinaspektrin tehollinen keskiarvo.

#### 5.1.2 Vastemittaukset

Vastemittauksissa pääkäyttöjännitteet olivat  $\pm 24$  V ( $2 \cdot 12$  V). Ohjauspiirin käyttöjännitteet olivat  $\pm 12$  V. Molemmissa jännitelähteinä toimivat auton akut. Lisäjännitelähteen jännite oli 30 V. Jännitelähteenä käytettiin laitetta HY3005D-2 (Mastch) ja oskilloskooppi oli Agilent MSO-X 3024A. Kelan jännitettä mitattaessa mittauslaitteita suojeltiin suurilta jännitteiltä differentiaalisella jänniteanturilla (Pico technology differential probe TA041). Se pienensi jännitteen kymmenesosaan ja rajoitti lähdön  $\pm 7$  volttiin.

Lisäjännitelähteen testauksessa kelaan syötettiin 5 ampeerin virtapulssi, jonka nousuaika oli 1 ms. Tällöin pääkäyttöjännitteiden jännite ei riitä, vaan lisäjännitelähteiden tulisi aktivoitua nousun aikana. Mittaukset tehtiin oskilloskoopilla, ja ohjauksena toimi oskilloskoopin funktiogeneraattori. Mitatut signaalit olivat funktiogeneraattorin lähtö, piirin virranmittaus, kelan yli oleva jännite ja laitteen ulkopuolelle kelan kanssa sarjaan kytketyn ohmin tehovastuksen yli oleva jännite. Tämä ohmin vastuksen jännite voltteina vastaa kelassa kulkevaa virtaa ampeereina. Mittauksissa käytettiin oskilloskoopin keskiarvoistavaa moodia kahdeksalla toistolla.

Muistipiirin asettumisen nopeutta mitattiin kytkemällä piirin yhden ampeerin pulssi (nousuaika 5 ms) ja mittaamalla kuinka nopeasti nousun jälkeen muistipiirin jännite tasaantui millivoltin tarkkuudella. Ohjauksena oli oskilloskoopin funktiogeneraattori. Mittaukset tehtiin oskilloskoopilla. Mitatut signaalit olivat funktiogeneraattorin lähtö, piirin virranmittaus, kelan yli oleva jännite ja muistipiirin lähtöjännite (IC3:n lähtö). Mittauksissa käytettiin oskilloskoopin keskiarvoistavaa moodia 1024 toistolla.

Virran vaellusnopeus pienikohinaisessa moodissa mitattiin oskilloskoopilla. Vahvistimeen ohjattiin 500 milliampeerin vakiovirtaa normaalimoodissa. Ohjausjännite saatiin jännitelähteestä ES 075-2 (Delta Elektronika). Oskilloskoopin funktiogeneraattorilta kytkettiin ohjaussignaali, jolla vaihdettiin normaalin ja pienikohinaisen moodiin välillä. Virran vaellusnopeus arvioitiin piirin virranmittauksen lähdöstä. Mittauksissa käytettiin oskilloskoopin keskiarvoistavaa moodia kahdella toistolla.

Vahvistuksen lineaarisuuden mittauksissa piiri oli koko ajan normaalimoodissa. Yleismittarilla Agilent U1251A mitattiin ohjauksen jännitettä ja yleismittarilla Fluke 79 III kelassa kulkevaa virtaa kytkemällä se kelan kanssa sarjaan. Mittapisteitä otettiin 0,5 A:n välein toiminta-alueella  $\pm 10$  A. Ohjausjännite saatiin jännitelähteestä ES 075-2 (Delta Elektronika). Mittauksista laskettiin vahvistimen vahvistus ja vahvistuksen epälineaarisuus.

Virran askelvaste sekä vaste pulssiin, jonka nousuaika oli millisekunti, mitattiin oskilloskoopilla. Ohjauspulssit saatiin suoraan oskilloskoopin funktiogeneraattorilta. Mitatut signaalit olivat funktiogeneraattorin lähtö, piirin antama virranmittaus, kelan yli oleva jännite ja laitteen ulkopuolelle kelan kanssa sarjaan kytketyn ohmin tehovastuksen yli oleva jännite. Mittauksissa käytettiin oskilloskoopin keskiarvoistavaa moodia kahdeksalla toistolla.

Vahvistimen suljetun silmukan taajuusvaste määritettiin sekä virranmittausvastuksen virrasta että yllä mainitun kelan kanssa sarjaan kytketyn ohmin tehovastuksen virrasta. Ohjauksessa ja mittauksissa käytettiin oskilloskooppia.

Lepovirta mitattiin pääjännitelähteen kanssa sarjaan kytketyllä yleismittarilla Agilent U1251A molempien puolten pääjännitelähteiltä ohjaustulon ollessa oikosuljettuna.

## 5.2 Tulokset

### 5.2.1 Vahvistimen kohina

Pääkentän  $\vec{B}_0$  kenttäkohinamittauksen tulokset kahdella SQUID-magnetometrillä ovat kuvassa 23. Kohina on mitattu vahvistimen ollessa päällä, ja referenssinä on tapaus ilman vahvistinta. Kuvasta nähdään, että noin 1,2 kilohertsin kohdalla vahvistimen kohina ei enää ole referenssikohinaa suurempi. Kohinan tehollisarvo 1500–2500 hertsin alueella on noin  $6,5 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ , joka vastaisi  $380 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Tulos vastaa odotuksia. Pohjakohinan taso on niin suuri, ettei itse vahvistimen valkoisen kohinan tasoa pysty tällä menetelmällä mittaamaan. Vahvistimen tuottama kenttäkohina on kuitenkin selvästi alle  $6,5 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ , koska vahvistin ei nostanut SQUID-mittauksen kohinatasoa 1500–2500 hertsin alueella.

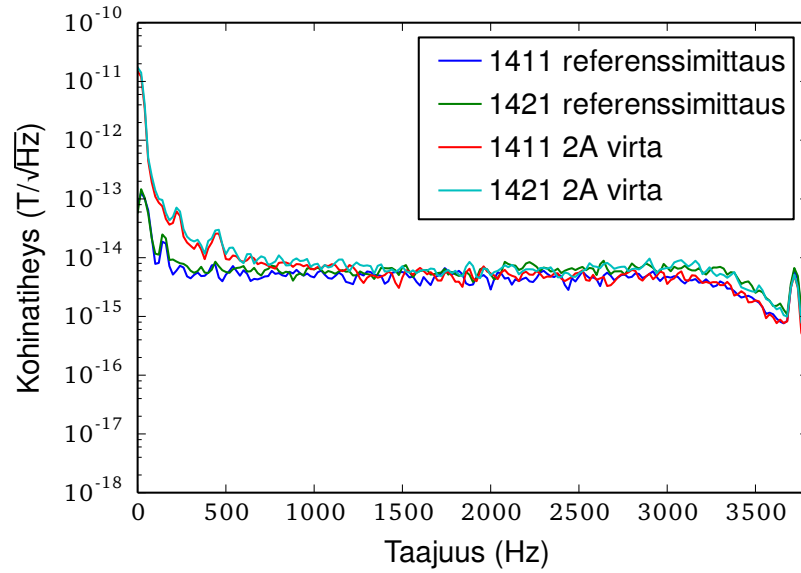
Kuvassa 24 näkyy aikatasossa, miten kohina pienenee moodia vaihtamalla. Ennen moodin vaihtamista tapahtuva hyppäys signaalissa on hetki, jolloin SQUID:it on alustettu. Normaalimoodin kohinataso arvioitiin kuvasta. Kohina oletetaan valkoiseksi kohinaksi ja huipusta huippuun -arvo viisinkertaiseksi verrattuna rms-arvoon. Kohinan kaistaksi oletetaan 3 kHz. Kuvasta nähdään, että normaalimoodissa kohina on huipusta huippuun 1 nT, ja arvio normaalimoodin kohinatiheydelle on siten  $(1 \text{ nT})/(5\sqrt{3000 \text{ Hz}}) = 3,6 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Tämän arvion mukaan kohina normaalimoodissa on yli tuhatkertainen pienikohinaiseen moodiin verrattuna. Kohinatasoero on samaa suuruusluokkaa kuin kappaleessa 3.3 arvioitiin.

Moodin vaihtamisen jälkeen signaalissa näkyy kolmen nanoteslan transientti, jonka jälkeen signaali vaeltaa hyvin hitaasti. Transientti oli eri suuntainen eri mitauskerroilla ja vaihteli karkeasti välillä  $\pm 4 \text{ nT}$ . Sitä ei saanut tätä paremmin kompensoitua siirrosjännitteen säätämisellä, joten transientissa näkyy näytteistykseen kohinataso. 3 nT vastaa  $B_0$ -kelassa 0,18 mA virtaa eli 0,18 mV:n virhettä näytteistyksessä.

Tehdyissä SQUID-mittauksissa huomionarvoista oli se, että osa mitatuista pulseista epäonnistui täysin, koska SQUID-signaali poistui toiminta-alueelta. Olisi toivottavaa, että moodin vaihtamisen jälkeinen transientti-ilmiö olisi vielä nykyistään pienempi. Mittauksissa SQUID:it pitäisi aina saada lukittua mittausalueen keskelle tai sopivaan kohtaan, jotta transientti-ilmiö tai magneettikentän vaeltaminen ei ajaisi SQUID:ejä toiminta-alueen reunaan.

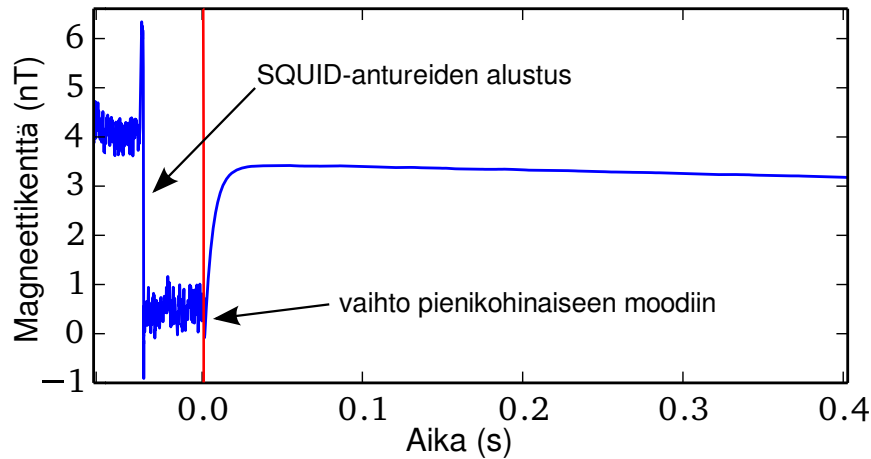
### 5.2.2 Lisäjännitelähteen vaikutus

Kuvassa 25a näkyy vahvistimen vaste, kun piiriin yritetään ohjata 5 A / 1 ms -nousu silloin, kun lisäjännitelähde ei ole päällä. Kuvasta nähdään, että ilman lisäjännitelähdettä kelan virran nousuaika on 2,5 ms. Vahvistin ei siis pysty tuottamaan 5 A / 1 ms -nousua, koska päätetransistorin käyttöjännite on riittämätön. Käyttöjännite nousee noin 22 volttiin eli lähes koko 24 voltin käyttöjännitte on kelan yli. Kuvassa 25b on sama pulssi silloin, kun lisäjännitelähde on päällä. Kuvasta nähdään, että lisäjännitelähde aktivoituu pääkäyttöjännitteen ollessa riittämätön. Lisäjännitteen ansiosta kelan virran nousuaika lyhenee ohjauksen mukaiseen yhteen millisekuntiin. Kuvasta nähdään kuinka kelan yli oleva jännite kasvaa virtarampin aikana yli 40



Kuva 23: Vahvistimen aiheuttaman  $\vec{B}_0$ -kenttäkohinan spektri. Kuvassa on kahdella SQUID:illa (MEG1411 ja MEG1421) tehty mittaus vahvistimen ollessa päällä (2 A virta) ja referenssimittaus, jossa vahvistin ei ole käytössä.

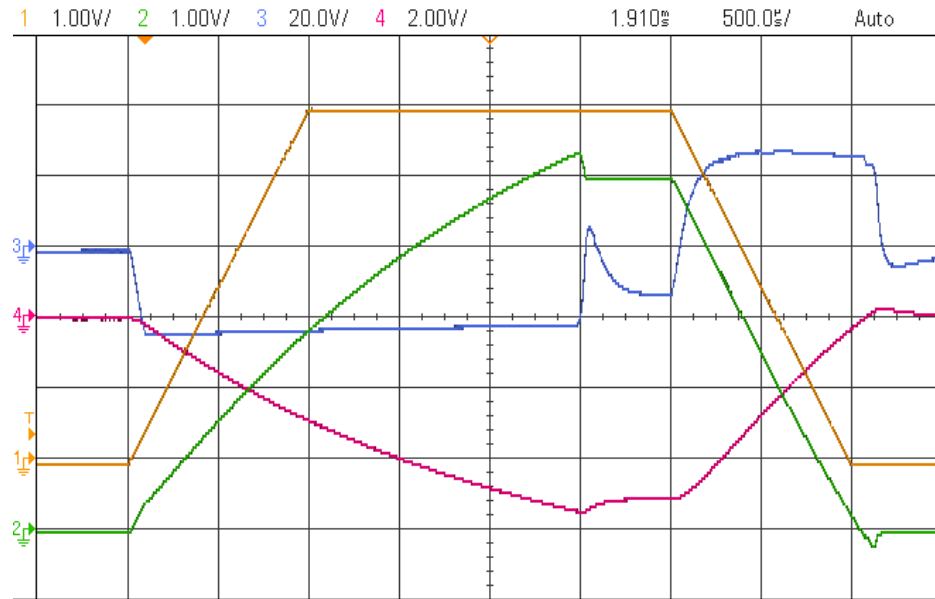
volttiin lisäjännitelähteen aktivoiduttua. Virranmittausvastuksen virrassa ja kelan jännitteessä on korkeataajuista häiriötä hetkillä, jolloin lisäjännitelähde aktivoituu ja kytkeytyy pois päältä. Kelan kanssa sarjaan kytketyn vastuksen virrassa ei kuitenkaan juuri näy häiriötä. Lisäjännitteen ohjaus pitäisi varmaankin biasoida lähelle tilaa, jossa lisäjännitelähde aktivoituu. Jos lisäjännitelähteestä kulkisi pieni lepo-virta kuten pääteasteen transistoreissa Q1 ja Q2, lisäjännitelähde aktivoituisi no-



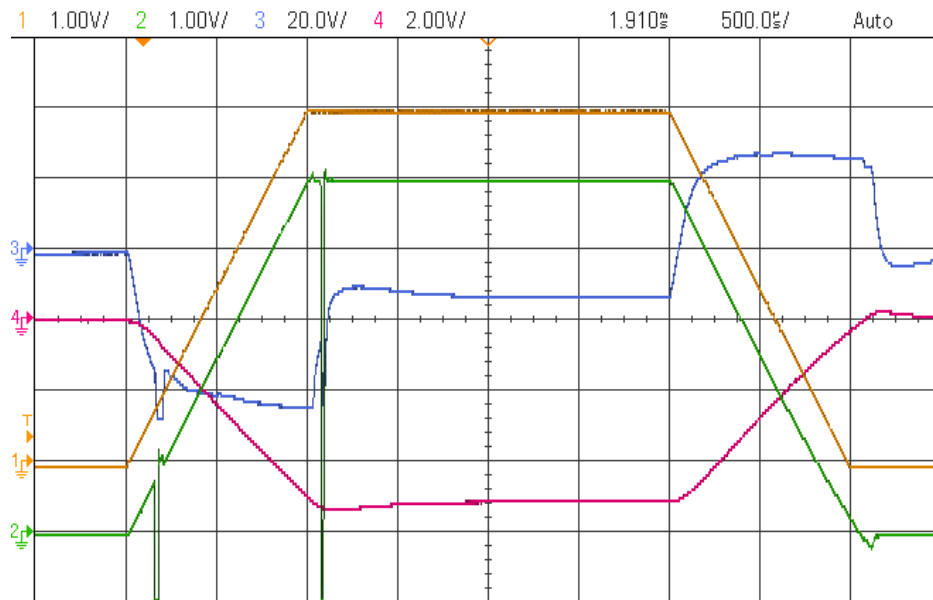
Kuva 24: SQUID:in (MEG1421) mittaama signaali moodin vaihtamisen aikana.

peammin ja päälle kytkeytymisen särö pienenesi. Lisäjännitelähteiden sulkemisessa puolestaan tulisi olla hystereesiä.

a)



b)

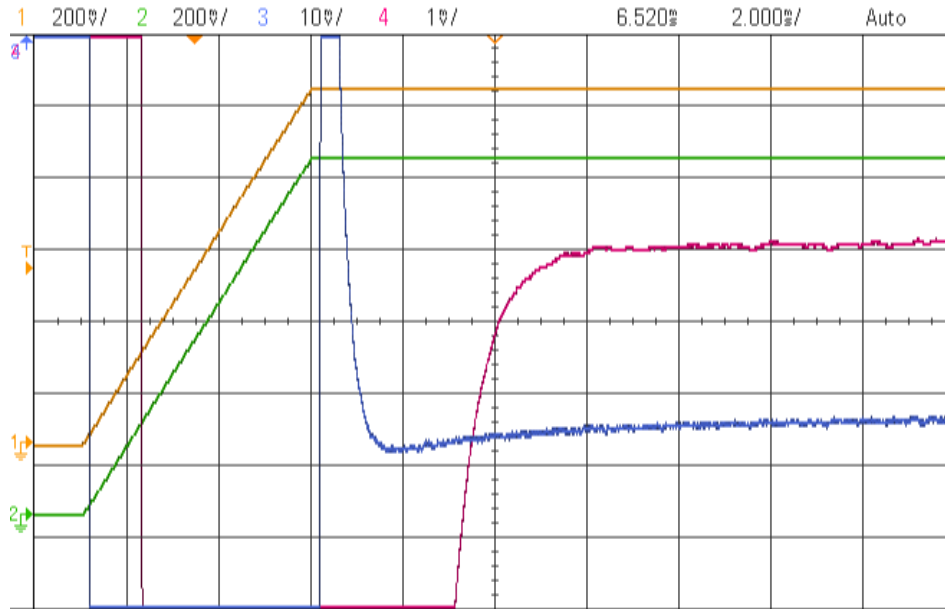


Kuva 25: Vaste 5 A/ms -ohjaukseen (a) ilman lisäjännitelähdettä ja (b) lisäjännitelähteen kanssa. Signaalit: Ohjaus (keltainen, 1), piirin virranmittaus (vihreä, 2), kelan yli oleva jännite (sininen, 3) ja kelan virta 1  $\Omega$ :n sarjavastukselta (punainen, 4, etumerkki vaihdettu).

### 5.2.3 Virran vaeltaminen pienikohinaisessa moodissa ja näytteistyspiirin nopeus

Kuvassa 26 näkyy kelan yli oleva jännite ja muistipiirin käyttäytyminen virtarampin jälkeen. Virtapulssin amplitudi on 1 A ja pulssin nousuaika on 5 ms. Kuvasta nähdään, että kelan jännitteellä kestää noin 3–4 ms asettua virtarampin jälkeen. Sen jälkeen näytteistyspiirillä kestää noin 1 ms asettua alle millivoltin päähän lopullisesta arvosta. Lisäksi itse MRI-mittauksissa pitää odottaa SQUID:ien alustukseen kuluva aika, jos alustus tehdään vasta pienikohinaisessa moodissa. Kun piiriä testatiin muilla virran nousunopeuksilla, kelan jännitteessä havaittiin noin 20 millisekunnin pituinen transientti. Tämä transientti-ilmiö ei riippunut siitä oliko kelan rinnalle kytketty sarjaan  $R6 = 100 \Omega$  ja  $C1 = 3,3 \mu\text{F}$ . Resistiivisellä kuormalla tätä ilmiötä ei havaittu, joten transientti johtuu luultavasti itse kelasta. Jatkossa tämän transientti-ilmiön syytä tulee tutkia tarkemmin ja keksiä keino, jolla se saadaan vaimenemaan. Tätä transienttia ei näkynyt virranmittausvastuksen virrassa. Virranmittausvastus ja kela ovat maahan nähden eri puolilla, joten maahan voi kulkea mittausvastuksen läpi vuotovirtoja, jotka eivät kulje kelan kautta. Havaittu transienttiongelmia saattaisi ratketa, jos virranmittausvastus siirrettäisiin maan ja kelan väliin ja takaisinkytkentä muutettaisiin vastaavasti.

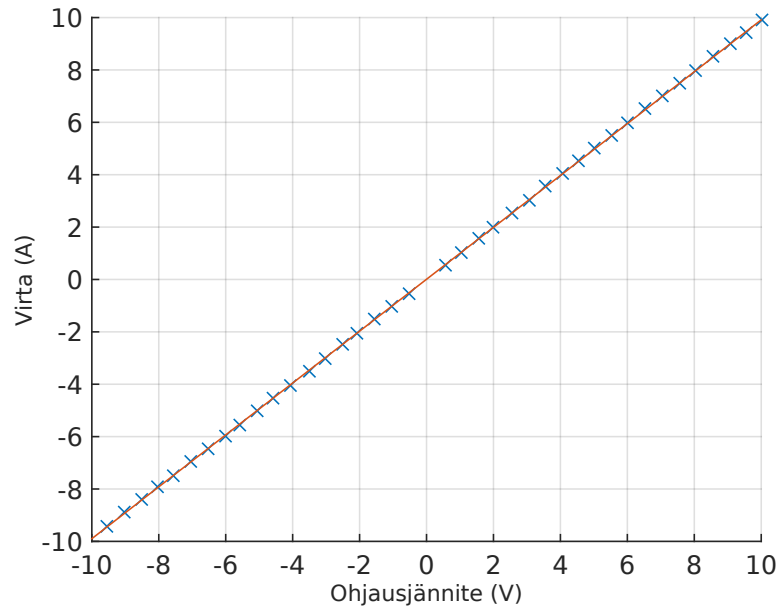
Oskilloskoopilla mitattu virran vaellusnopeus pienikohinaisessa moodissa oli alle  $(0,2 \text{ mV})/(25 \text{ s}) = 10 \mu\text{A/s}$ , joten se täyttää erinomaisesti sille asetetun vaatimuksen ( $< 5 \text{ mA/s}$ ).



Kuva 26: Näytteistyspiirin toiminta virtapulssin jälkeen. Signaalit: Ohjaus (keltainen), piirin virranmittaus (vihreä), kelan yli oleva jännite (sininen) ja näytteistyspiirin jännite operaatiovahvistimen IC3 lähdöstä (punainen).

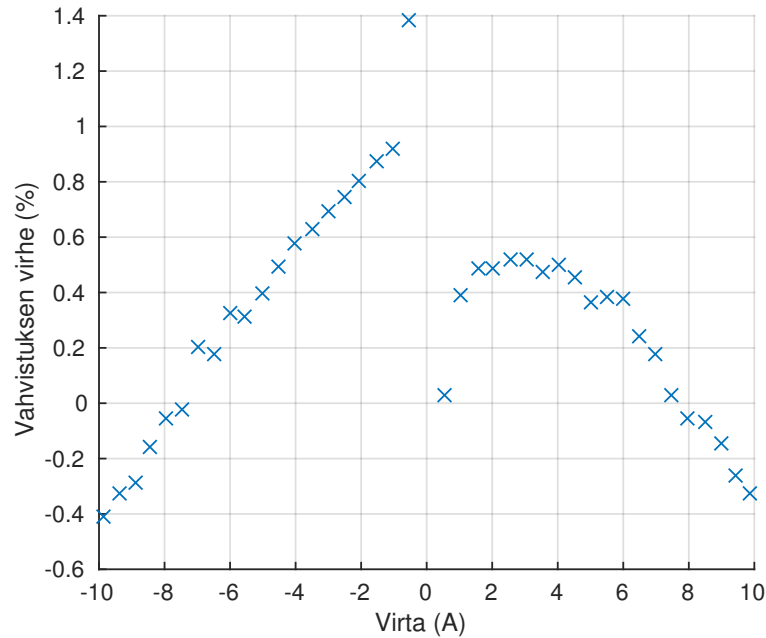
### 5.2.4 Vahvistuksen lineaarisuus

Kuvasta 27 on kuvaaja vahvistimen vahvistuksesta (engl. gain). Mittapisteitä on 0,5 A:n välein  $\pm 10$  A:n alueelta. Mitattuihin pisteisiin on sovitettu pienimmän neliösumman menetelmällä suora. Sovitetun suoran kulmakerroin on 0,9905 eli vahvistuksen virhe on 0,5%. Vahvistimen siirrosvirta (engl. offset current)  $I_{\text{off}} = 0,0074$  A. Kuvassa 28 näkyy vahvistuksen virhe prosentteina. Vahvistuksen virhe yksittäisessä pisteessä laskettiin kaavalla  $GE = [(I_{\text{out}} - I_{\text{off}})/U_{\text{in}} - (0,9905 \text{ A/V})]/(0,9905 \text{ A/V})$ , missä  $I_{\text{out}}$  on mitattu virta ja  $U_{\text{in}}$  mitattu ohjausjännite. Yksittäisessä pisteessä saadaan maksimivirheeksi 1,4%. Tässä laskettuun sovitukseen verrattuna suurin virhe saadaan -10 A:lla. Silloin virhe on 0,4% eli 40 mA. Kappaleessa 2.2 todettiin, että vahvistuksen epälineaarisuus ei saisi aiheuttaa yli 0,7 mA virheitä. Nyt epälineaarisuus aiheuttaa pahimmillaan yllättävän suuren virheen. Se on liikaa, mutta jos epälineaarisuus kuitenkin toistuu aina samanlaisena, se voidaan tarvittaessa ottaa huomioon.



Kuva 27: Vahvistimen mitattu DC-vahvistuskäyrä. Kuvassa on lisäksi mittaustuloksiin pienimmän neliösumman menetelmällä sovitettu suora. Kuvaajan kulmakerroin eli vahvistimen vahvistus on 0,9905 A/V ja siirrosvirta 0,0074 A.



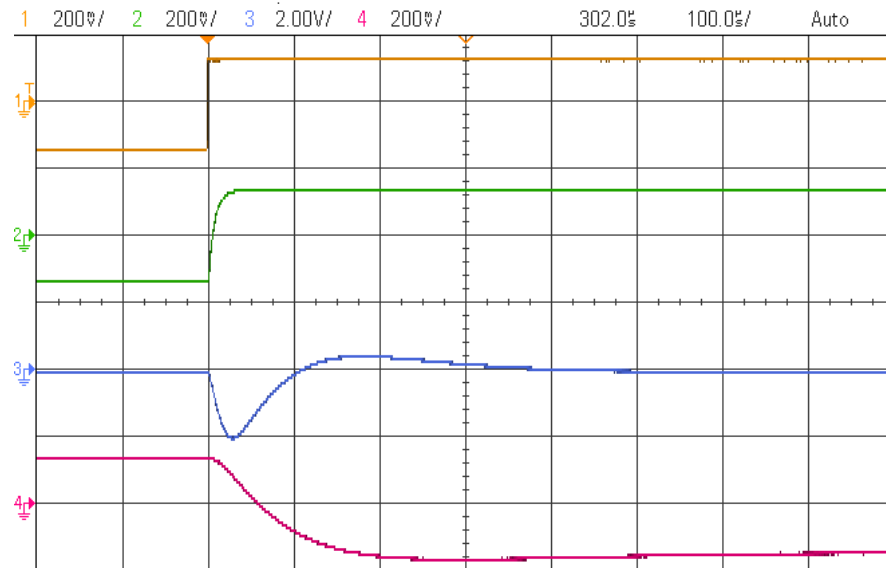


Kuva 28: Vahvistimen DC-vahvistuksen virhe virran funktiona.

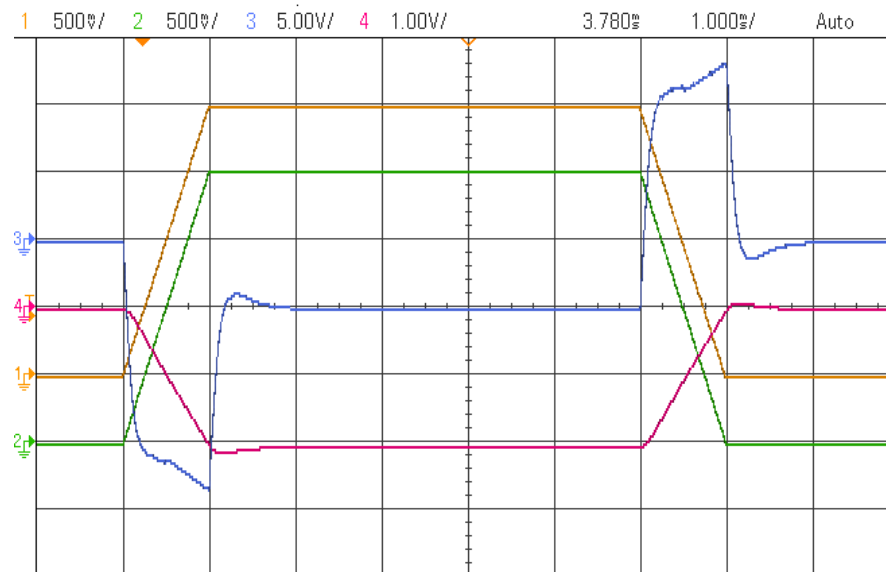
### 5.2.5 Virtapulssien vaste ja askelvaste

Kuvassa 29 näkyy vahvistimen käyttäytyminen, kun ohjauksena on puolisuunnikkaan muotoinen pulssi, jonka nousu- ja laskuajat ovat molemmat 1 ms. Tämä pulssimuoto vastaa MRI-sekvenssissä käytettäviä pulsseja. Virranmittausvastuksen virran pulssimuoto vastaa ohjausta hyvin. Virtarampin kulma on terävä, eikä sen jälkeen näy resonanssia. Kelan kanssa sarjaan kytketyssä vastuksessa ja kelan yli olevassa jännitteessä näkyy kuitenkin rampin jälkeen ylitystä (engl. overshoot), joka vaimenee kuvan resoluutiolla noin 2 millisekunnissa. Tämä ylitys johtuu kuormassa kelan rinnalla olevasta vastuksen R6 ja kondensaattorin C1 kytkennästä.

Kuvassa 30 näkyy vahvistimen askelvaste normaalimoodissa. Pulssin amplitudi on vain 200 mA, jotta nähtäisiin itse vahvistimen vaste askelpulssiin, eikä vain signaalin leikkaantuminen käyttöjännitteen ollessa riittämätön. Kuvasta näkyy, että vahvistin on stabiili ja virranmittausvastuksen virran nousuaika on hyvin nopea, alle 50  $\mu$ s.



Kuva 30: Askelvaste 200 mA:n virralla. Signaalit: Ohjaus (keltainen, 1), piirin virranmittaus (vihreä, 2), kelan yli oleva jännite (sininen, 3) ja kelan virta 1  $\Omega$ :n sarjavastukselta (punainen, 4, etumerkki vaihdettu).



Kuva 29: Vahvistimen käyttäytyminen 1 ms:n nousun ja laskun aikana. Signaalit: Ohjaus (keltainen, 1), piirin virranmittaus (vihreä, 2), kelan yli oleva jännite (sininen, 3) ja kelan virta 1  $\Omega$  sarjavastukselta (punainen, 4, etumerkki vaihdettu).

### 5.2.6 Suljetun silmukan taajuusvaste

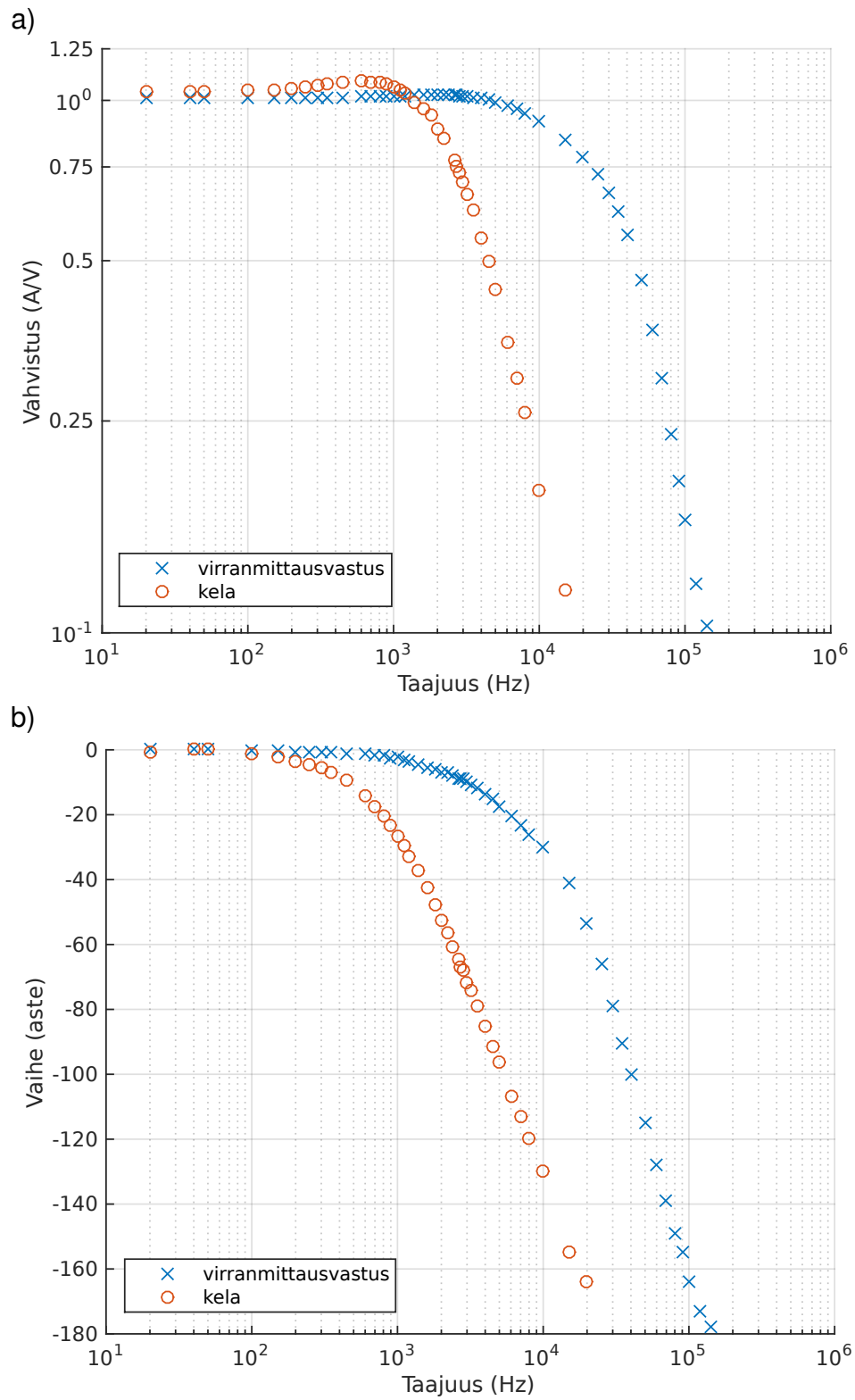
Kuvassa 31a on piirin oman virranmittausvastuksen ja kelan kanssa sarjassa piirin ulkopuolella olevan ohmin vastuksen amplitudivasteet. Amplitudivasteiden ero tasavirralla johtuu ohmin vastuksen resistanssin epätarkkuudesta. Vahvistimen virranmittausvastuksen virran  $-3$  dB -piste on 27 kHz, kun kuormana on  $\vec{B}_0$ -kela (ja sen rinnalla sarjassa  $100\ \Omega$  ja  $3,3\ \mu\text{F}$ ). Kelan kanssa sarjaan kytketyn ohmin vastuksen virran  $-3$  dB -piste on 2,9 kHz, joten kelan rinnalla oleva vastuksen ja kondensaattorin kytkentä rajoittaa kelan virran kaistaa oleellisesti.

Kuvassa 31b on piirin oman virranmittausvastuksen ja kelan kanssa sarjassa olevan ohmin vastuksen vaihevasteet. Kuvaajissa näkyvä vaihe on vaihe-ero ohjaussignaalin nähden. Virranmittausvastuksen virran vaihe alkaa jäädä jälkeen noin kilohertsistä alkaen, mutta kelan virran vaihe jo noin 400 hertsin kohdalla. Tämä ero johtuu kelan rinnalla olevasta sarjassa olevista vastuksesta ja kondensaattorista.

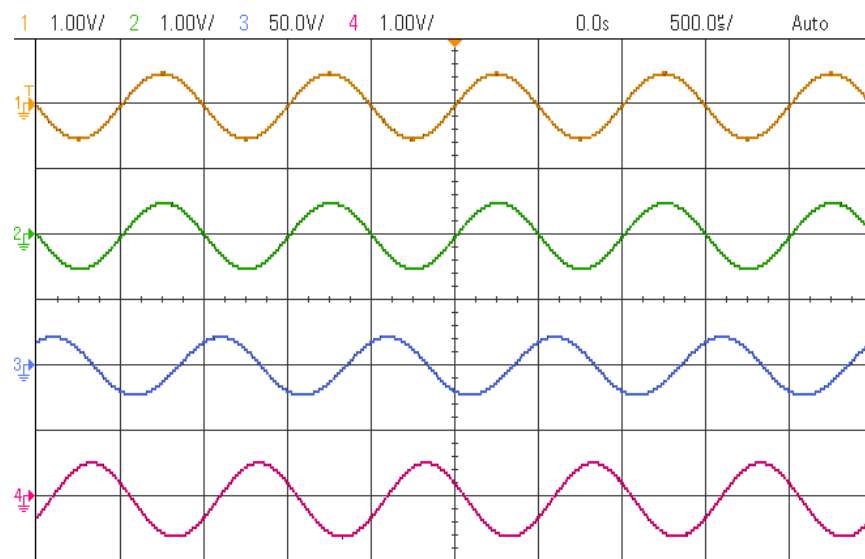
### 5.2.7 Nollanylimenosäro ja hiljainen virta

Kuvassa 32 on vahvistimen sinisignaaliaste. Signaalin taajuus on 1 kHz. Nollanylimenosäroä ei näy kuvan signaalissa lainkaan. Zenerdiodeilla toteutettu nollanylimenosäron kompensointi toimii siis hyvin. Ohjauksen ollessa nollassa pääteastetransistoreilla kulkeva hiljainen virta on 0,16 A. Tämä virta ei siis kulje kuorman kautta, vaan kiertää vain päätetransistorien kautta. Hiljainen virta huonontaa hyötysuhdetta, mutta koska se on vain 0,16 A, sillä ei tässä vahvistimessa ole juuri merkitystä. Kun kuormassa kulkee virtaa, päätetransistorin hilajännite nousee ja samalla vastakkaisen puolen transistorissa kulkeva hiljainen virta pienenee. Hiljainen virta on siis suurimmillaan, kun kuormassa ei kulje virtaa.

Pätetransistorin lämnetessä sen kynnysjännite laskee. Hiljainen virta siis suurenee, jos hilajännitettä muuttavien zenerdiodien zenerjännite pysyy vakiona. Diodin lämnetessä zenerjännite kuitenkin muuttuu. Vahvistimen ollessa päällä päätetransistorin kynnysjännite saattaa siis pienentyä, mutta hilajännite saattaa silti hieman kasvaa. On siis olemassa riski, että hiljainen virta kasvaisi liian suureksi. Diodin myötäjännite (engl. forward current) pienenee lämpötilan noustessa. Nollanylimenosäron kompensointi kannattaisi siis tehdä tavallisilla myötäsuuntaan asetetuilla diodeilla [28, s.1245]. Jos diodit olisivat vieläpä aivan päätetransistorien lähellä tai niiden koteloissa kiinni, diodit olisivat hyvin samassa lämpötilassa kuin päätetransistorit. Silloin päätetransistorien lämpötilan noustessa laskisi sekä FET:in kynnysjännite että hilajännitettä laskevien diodien jännite, eikä hiljainen virta pääsisi nousemaan.



Kuva 31: Virranmittausvastuksen ja kelan virran ( $1\ \Omega$ :n ulkoisen tehovastuksen jännite) (a) amplitudivasteet (b) vaihevasteet.



Kuva 32: Vahvistimen sinisignaaliavaste. Signaalin taajuus on 1 kHz ja virran huipusta huippuun (peak-to-peak) arvo on 1 A. Signaalit: Ohjaus (keltainen, 1), piirin virranmittausulostulo (vihreä, 2), kelan jännite (sininen, 3), kelan virta  $1\ \Omega$  sarjavastukselta (punainen, 4, etumerkki vaihdettu)

## 6 Pohdinta ja yhteenveto

Tässä työssä suunniteltiin ja rakennettiin ULF-MRI:n tarpeisiin soveltuva vahvistin. Sen erikoisominaisuus on sen kyky lukittua pienikohinaiseen moodiin. Kahden eri moodin välillä vaihtamisen ansiosta vahvistimella on kilohertsiluokan kaista ja silti erittäin matala lähtövirran kohina. Normaalin ja pienikohinaisen moodin välillä vaihtaminen tapahtuu muuttamalla operaatiovahvistimen takaisinkytkentäkonfiguraatiota laitteen ollessa toiminnassa. Kelan virtaa ohjaava transkonduktanssi-kytkentä vaihdetaan vahvistimessa sisäisesti kelan yli olevaa jännitettä ohjaavaan jännitevahvistinkytkentään. Pienikohinaisen moodin ‘ohjaussignaali’ on normaali-moodin aikana näytteistetty kelan yli oleva jännite. Pienikohinaisen moodin lisäksi toinen vahvistimen erikoisominaisuus on mahdollisuus lisäjännitelähteiden käyttämiseen ainoastaan virran muutosten aikana, jotta virtalähteen tehonkulutus ei kasva turhan suureksi. Edellä mainitut vahvistimen erikoisominaisuudet mahdollistavat hyvän hyötysuhteen ja uusien kuvantamissekvenssien vapaan kehittämisen ilman mahdollisen pulssimuodon asettamia rajoituksia.

Tässä työssä myös testattiin rakennettu vahvistin. Kohinataso oli odotetusti hyvin matala: 1,2 kilohertsistä alkaen virtalähteen kohina ei ylittänyt SQUID-mittauksen pohjakohinatasoa. Pienimmän neliösumman menetelmällä sovitetun suoran mukaan vahvistimen DC-vahvistus oli 0,9905 A/V ja siirrosvirta 0,0074 A. Suurin virhe vahvistuksessa oli 1,4% (verrattuna 0,9905 A/V:iin). Vahvistin on siis odotettua epälineaarisempi. Vahvistimen virran  $-3$  dB -piste 5 mH:n kelan virrassa (kelan rinnalla sarjassa  $C1 = 3,3 \mu\text{F}$  ja vastus  $R6 = 100 \Omega$ ) oli 2,9 kHz. Pienikohinaisessa moodissa virran vaeltamista tapahtuu aina, koska muistikondensaattori purkautuu. Kondensaattorin purkautumisesta aiheutuva virran vaeltaminen saatiin rakennetussa vahvistimessa kuitenkin riittävän pieneksi ( $10 \mu\text{A/s}$ ). Vahvistinta voidaan siis käyttää mittauskentän tai taajuusgradientin kelan virran ohjaamiseen. Virtarampin jälkeen pienikohinaiseen moodiin voidaan vaihtaa 5 millisekunnin kuluttua, kun virta kelassa on tasaantunut ja näytteistyspiirin jännite on saavuttanut riittävän tarkan arvon. Näytteistystä tosin häiritsee vielä nousun jälkeen joillain virran nousunopeuksilla ilmaantuva noin 20 millisekunnin pituinen transientti.

Tässä työssä rakennettu vahvistin täyttää siis pääosin sille asetetut vaatimukset, ja se otetaan käyttöön NBE:n ULF-MRI-laitteessa. Sitä on tarkoitus hyödyntää aluksi ainakin virrantiheyskuvantamiseen, jossa  $\vec{B}_0$ -kenttää halutaan kytkeä nopeasti päälle ja pois. Jatkossa ULF-MRI-laitteeseen halutaan vielä suorituskyykyisempi virtalähde, ja tässä työssä rakennettua prototyyppiä tullaan todennäköisesti vielä jatkokehittämään.

SQUID:ien mittausalue on vain noin  $\pm 20$  nT, joten virran kohina, transientti-ilmiöt tai virran vaeltaminen saattaa aiheuttaa SQUID:ien siirtymisen toimintakyvyttömiksi toiminta-alueensa laitaan. Erityisesti moodin vaihtamisen jälkeinen transientti on ongelma, koska se on tällä hetkellä piirissä niin suuri, että SQUID:it eivät aina pysy toiminnassa. Transientti aiheutuu näytteistyspiirin siirrosjännitteestä ja normaalimoodissa kelan jännitteessä olevasta kohinasta. SQUID:it pitäisi saada lukittua aina dynaamisen alueen keskelle ennen mittausten aloitusta. Näin SQUID:it pysyisivät toimintakuntoisina pidempään.

Matalilla taajuuksilla virtalähteen ja  $\vec{B}_0$ -kelan tuottama kenttäkohina on pohjatasoa korkeampi. Jos tästä kohinasta on haittaa, virtalähteiden kohinaa voidaan vielä vähentää mitatuista signaaleista laskennallisesti. Signaaliavaruusprojektiolla (SSP), signaaliavaruuserottelumenetelmällä (SSS) ja spatiotemporaalisella signaaliavaruuserottelumenetelmällä (tSSS) voidaan tehokkaasti suodattaa anturikypärän ulkopuolelta tulevia häiriöitä [58–60].

Tässä työssä on havaittu, että toteutetulle vahvistimelle asetetut vaatimukset ovat hyvin haastavat. Vahvistimen vaatimuksia voisi laskea kasvattamalla  $B_0$ :aa jonkin verran anturien sietokyvyn rajoissa ja siten myös signaalitaajuuksia. Se helpottaisi virransyöttöä, koska silloin suodatuksessa käytettävä rajataajuus voisi olla suurempi.

## Viitteet

- [1] J. Clarke, M. Hatridge, M. Mölle. SQUID-Detected Magnetic Resonance Imaging in Microtesla Fields. *Annual Reviews in Biomedical Engineering*, 2007. 9:389–413.
- [2] S. Busch, M. Hatridge, M. Mölle, W. Myers, T. Wong, M. Mück, K. Chew, K. Kuchinsky, J. Simko, J. Clarke. Measurements of T1-relaxation in ex vivo prostate tissue at 132  $\mu$ T. *Magnetic Resonance Medicine*, 2012. 67(4):1138–1145.
- [3] P. E. Mäkelä, Y. J. Kim, A. N. Matlashov, S. G. Newman, P. L. Volegov and M. A. Espy. Toward early cancer detection using superparamagnetic relaxometry in a SQUID-based ULF-MRI system. *Superconductor Science and Technology*, 2014. 27(4).
- [4] N. Höfner, et al. Are brain currents detectable by means of low-field NMR? A phantom study. *Magnetic Resonance Imaging*, 2011. 29:1365–1373.
- [5] R. H. Kraus Jr., P. Volegov, A. N. Matlachov, M. A. Espy, Toward direct neuronal current imaging by resonant mechanism at ultra-low field. *NeuroImage*, 2008. 39(1):310–317.
- [6] R. Körber, J. O. Nieminen et al. An advanced phantom study assessing the feasibility of neuronal current imaging by ultra-low-field NMR. *Journal of Magnetic Resonance*, 2013. 237:182–190.
- [7] M. Hämäläinen, R. Hari, R. J. Ilmoniemi, J. Knuutila, O. V. Lounasmaa. Magnetoencephalography-theory, instrumentation, and applications to invasive studies of the working human brain. *Reviews of Modern Physics*, 1993. 65:413–497.
- [8] K. C. J. Zevenhoven et al. Hybrid MEG–MRI for improved workflow and accurate coregistration. Kutsuttu suullinen esitelmä, Neuroscience, New Orleans, USA (2012).
- [9] P. T. Vesänen, J. O. Nieminen, K. C. J. Zevenhoven, Y.-C Hsu, R. J. Ilmonie-mi. Current-density imaging using ultra-low-field MRI with zero-field encoding. *Magnetic Resonance Imaging*, 2014. 32(6):766–770.
- [10] J. O. Nieminen, K. C. J. Zevenhoven, P. T. Vesänen, Y.-C Hsu, R. J. Ilmonie-mi. Current-density imaging using ultra-low-field MRI with adiabatic pulses. *Magnetic Resonance Imaging*, 2014. 32(1):54–59.
- [11] K. Zevenhoven. Solving transient problems in ultra-low-field MRI. Diplomityö. Aalto yliopisto, Lääketieteellisen tekniikan ja laskennallisen tieteen laitos. Espoo. 2011.



- [12] R. Kraus, M. Espy, P. Magnelind, P. Volegov. Ultra-Low Field Nuclear Magnetic Resonance: A New MRI Regime. USA: Oxford University Press. 2014.
- [13] D. Oyama, J. Hatta, M. Miyamoto, Y. Adachi, M. Higuchi, J. Kawai, J. Fujihira, N. Tsuyuguchi, G. Uehara. Investigation of magnetic interference induced via gradient field coils for ultra-low field MRI systems. *Journal of Physics: Conference Series*, 2014. 507(4):042030.
- [14] D. W. McRobbie, E. A Moore, M. J. Graves, M. R. Prince. MRI From Picture to Proton. 2. painos. New York, USA: Cambridge University Press, 2007.
- [15] Z. Liang, P. C. Lauterbur. Principles of Magnetic Resonance Imaging: A signal Processing Perspective. New York, USA: Wiley-IEEE Press, 2000.
- [16] M. A. Brown, R. C. Semelka. MRI: Basic Principles and Applications. 4. painos. USA: Wiley-Blackwell, 2010.
- [17] P. Tofts. Quantative MRI of the Brain Measuring changes caused by disease. Iso-Britannia, Chichester, West Sussex: Wiley, 2003.
- [18] V. S. Zotev, P. L. Volegov, A. N. Matlashov, I. M. Savukov, T. Owens, M. A. Espy. SQUID-based Microtesla MRI for In Vivo Relaxometry of the Human Brain. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2009. 19(3):823–826.
- [19] J. Clarke, A. I. Braginski. The SQUID Handbook. Saksa. Wiley-VCH. 2004.
- [20] J. O. Nieminen, P. T. Vesanen, K. C. J. Zevenhoven, J. Dabek, J. Hassel, J. Luomahaara, J. S. Penttilä, R. J. Ilmoniemi. Avoiding eddy-current problems in ultra-low-field MRI with self-shielded polarizing coils. *Journal of Magnetic Resonance*, 2011. 212(1):154–160.
- [21] A. Macovski, S. Conolly, Novel approaches to low-cost MRI. *Magnetic Resonance in Medicine*, 1993. 30(2):221–30.
- [22] J. Nurminen. The magnetostatic multipole expansion in biomagnetism: applications and implications. Väitöskirja. Aalto yliopisto, Lääketieteellisen tekniikan ja laskennallisen tieteen laitos. Espoo. 2014.
- [23] K. Zevenhoven. Performance of sensor arrays for SQUID-detected MRI of the brain. Special assignment. Aalto yliopisto, Lääketieteellisen tekniikan ja laskennallisen tieteen laitos. Espoo. 2009.
- [24] AE Techron: 2110 Gradient amplifier datalehti, <http://www.aetechron.com/pdf/2110datasheet.pdf>, viitattu 29.5.2015.
- [25] P. T. Vesanen, J. O. Nieminen, K. C. Zevenhoven J. Dabek, L.T. Parkkonen, A.V. Zhdanov, J. Luomahaara, J. Hassel, J. Penttilä, J. Simola, A. I. Ahonen, J. P. Mäkelä, R. J. Ilmoniemi. Hybrid ultra-low-field MRI and magnetoencephalography system based on a commercial whole-head neuromagnetometer. *Magnetic Resonance in Medicine*, 2013. 69(6):1795–804.

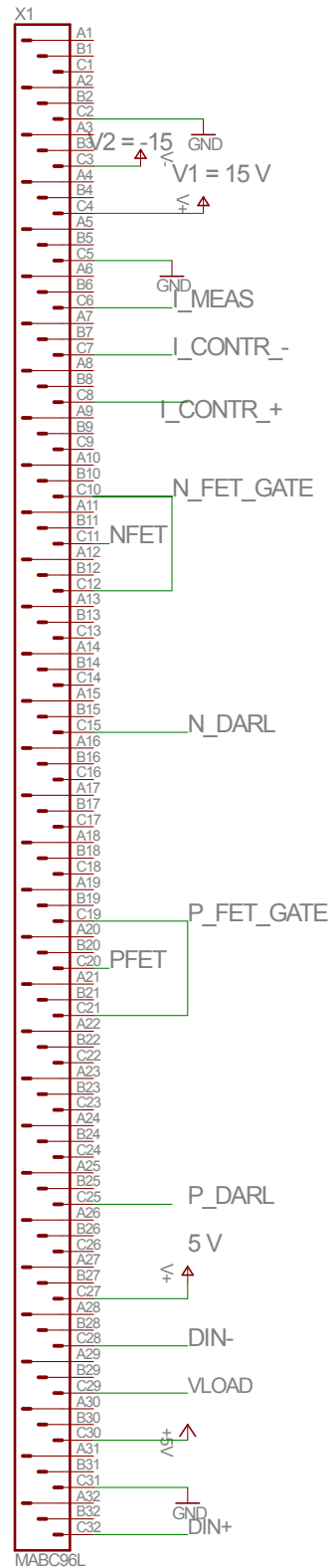
- [26] K. C. J. Zevenhoven, S. Busch, M. Hatridge, F. Oisjoen, R. J. Ilmoniemä, J. Clarke. Conductive shield for ultra-low-field magnetic resonance imaging: Theory and measurements of eddy currents. *Journal of Applied Physics*, 2014. 115(10):103902–103912.
- [27] J. Luomahaara, P. T. Vasanen, J. S. Penttilä, J. O. Nieminen, J. Dabek J. Simola, M. Kiviranta, L. Grönberg, K. C. J. Zevenhoven, R. J. Ilmoniemä, J. Hassel. All-planar SQUIDS and pickup coils for combined MEG and MRI. *Superconductor Science and Technology*, 2011. 24(7):075020.
- [28] A. S. Sedra, K. C. Smith. *Microelectronic Circuits*. 5. painos. USA: Oxford university press. 2004.
- [29] J. Voigt. Entwicklung einer analog ansteuerbaren, modularen Stromquelle für die Niederfeld-Magnetresonanz mit supraleitenden Quanteninterferometern. Diplomityö. Technische Fachhochschule Berlin. Saksa. 2008.
- [30] P. Horowitz, W. Hill. *The Art of Electronics*. 2. painos. USA: Cambridge University Press, 1989.
- [31] Linear technology: LT1007 datalehti, <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/100737fbs.pdf>, viitattu 7.2.1015.
- [32] Texas instruments: OPA627BP datalehti, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa627.pdf>, viitattu 7.2.1015.
- [33] Analog Devices: MT-047 TUTORIAL: Op Amp Noise. <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-047.pdf>, viitattu 1.6.2014.
- [34] H. W. Ott. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*. 2. painos. USA: John Wiley & Sons, Inc., 1988.
- [35] W. M. Leach. Fundamentals of low-noise analog circuit design. *Proceedings of the IEEE*, 1994. 82(10):1515–1538.
- [36] US 5311136 A. Gradient power source apparatus for magnetic resonance imaging system. Kabushiki Kaisha Toshiba, Japani. (F. Takahashi) US 07/981,597, 25.11.1992. Julkaistu 10.5.1994.
- [37] US 6150821 A. Gradient magnetic field electronic power supply for gradient coil. Kabushiki Kaisha Toshiba, Japani. (K. Mori ja S. Kuhara) US 09/500,423, 21.11.2000, julkaistu 9.2.2000.
- [38] US 05298863. Magnetic resonance imaging apparatus having a resonant circuit for generating gradient fields, and method for operating same. Siemens Ag DE, Saksa. (F. Schmitt, S. Nowak ja H.Fischer) 7/621040, 3.12. 1990, julkaistu 29.3.1994.

- [39] US 5285161 A. Circuitry for driving field-generating coil of magnetic resonance imaging system. Advanced Nmr Systems, Inc, USA. (R. Rzedzian, S. Crump) US 08/070,639, 1.6.1993, julkaistu 8.2.1994.
- [40] US 4668904 A. Controlled source of current. Instrumentarium Corp., Suomi. (J. Kupiainen) US 06/601,952, 26.5.198, julkaistu 19.4.1984.
- [41] US 5270657 A. Split gradient amplifier for an MRI system. General Electric Company, USA. (W. F. Wirth, T. G. McFarland, R. M. Vavrek, P. B. Roemer, O. M. Mueller ja J. N. Park) US 07/965,131, 14.12.1993, julkaistu 22.10.1992.
- [42] US 4733342 A. Power supply for an inductive user, particularly a gradient coil. Siemens Aktiengesellschaft, Saksa. (A. Mueller ja I. Neuffer) US 07/057,326, 22.3.1988, julkaistu 4.6.1987.
- [43] US5999001A. Gradient magnetic field generation apparatus for a magnetic resonance imaging apparatus. Kabushiki Kaisha Toshiba, Japani. (S. Kuhara, K. Mori ja M. Yamanaka) US 08/907,620, 7.12.1999, julkaistu 8.8.1997.
- [44] US 5451878 A. Non-resonant gradient field accelerator. General Electric Company, USA. (W.F. Wirth ja T. G. McFarland) US 08/276,149, 19.9.1995, julkaistu 15.7.1994.
- [45] J. Kupiainen. Gradienttivilähteen suunnittelu ydinspinkuvauslaitteistoon. Diplomityö. Teknillinen korkeakoulu, Sähköteknilinen osasto. Espoo. 1983.
- [46] Linear technology: LT1167 datalehti, <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1167fc.pdf>, viitattu 7.2.2015.
- [47] Maxim integrated: MAX942 datalehti, <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX941-MAX944.pdf>, viitattu 7.2.2015.
- [48] Vishay: DG403DJ datalehti, <http://www.vishay.com/docs/70049/dg401.pdf>, viitattu 7.2.2015.
- [49] Vishay: IRFP250 datalehti, <http://www.farnell.com/datasheets/1866728.pdf>, viitattu 7.2.2015.
- [50] Fairchild: FQA36P15 datalehti, <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/FQ/FQA36P15.pdf>, viitattu 7.2.2015.
- [51] Analog Devices Wiki, Chapter 9: Single Transistor Amplifier Stages, <http://wiki.analog.com/university/courses/electronics/text/chapter-9>, viitattu 10.4.2014.
- [52] ABL HEATSINKS: Heatsink datalehti, <http://www.farnell.com/datasheets/51940.pdf>, viitattu 1.10.2014.
- [53] IXYS: DSS16-01A datalehti, <http://ixdev.ixys.com/DataSheet/L137.pdf>, viitattu 7.2.2015.

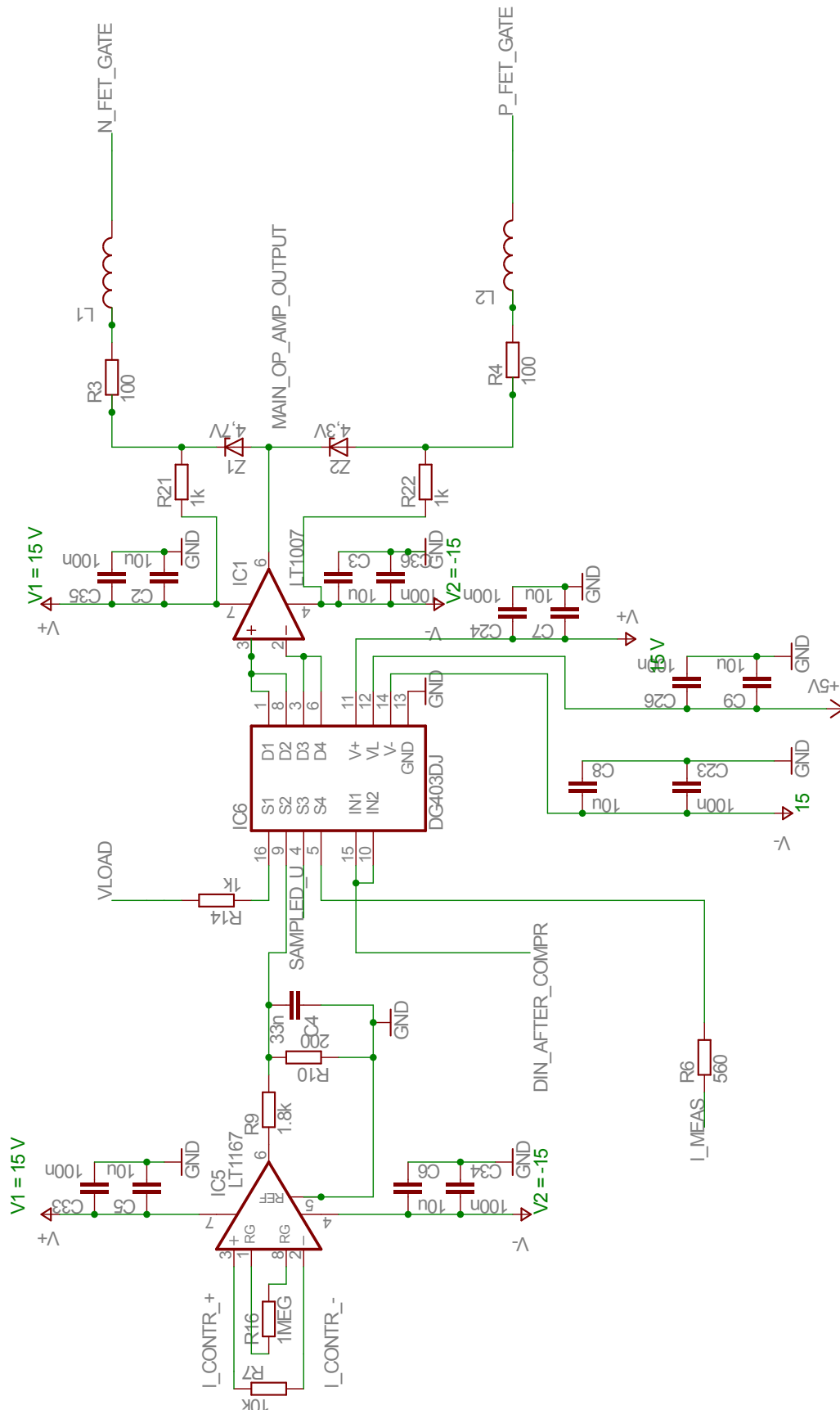
- [54] Apex: Application note 5: Precision magnetic deflection. <http://www.apexanalog.com/support-3/apex-application-note-library/>, viitattu 1.6.2014.
- [55] Apex: Application note 13: Voltage to Current Conversion. <http://www.apexanalog.com/support-3/apex-application-note-library/>, viitattu 1.6.2014.
- [56] Texas Instruments: Op amp stability and input capacitance. Analog Applications Journal Analog and Mixed-Signal Products. 1/2004 Saatavissa: [www.ti.com/sc/analogapps](http://www.ti.com/sc/analogapps), viitattu 1.6.2014.
- [57] K. C. J. Zevenhoven, S. Alanko. Ultra-low-noise amplifier for ultra-low-field MRI main field and gradients. Journal of Physics: Conference Series, 2014. 507(4):042050.
- [58] R. J. Ilmoniemi, M. A. Uusitalo. Signal-space projection method for separating MEG or EEG into components. Medical and Biological Engineering and Computing, 1997. 35(2):135-140.
- [59] S. Taulu, M. Kajola. Presentation of electromagnetic multichannel data: The signal space separation method. Journal of Applied Physics, 2005. 97(12):124905.
- [60] S. Taulu, J. Simola. Spatiotemporal signal space separation method for rejecting nearby interference in MEG measurements. Physics in Medicine and Biology, 2006. 51(7):1759.

# Liitteet

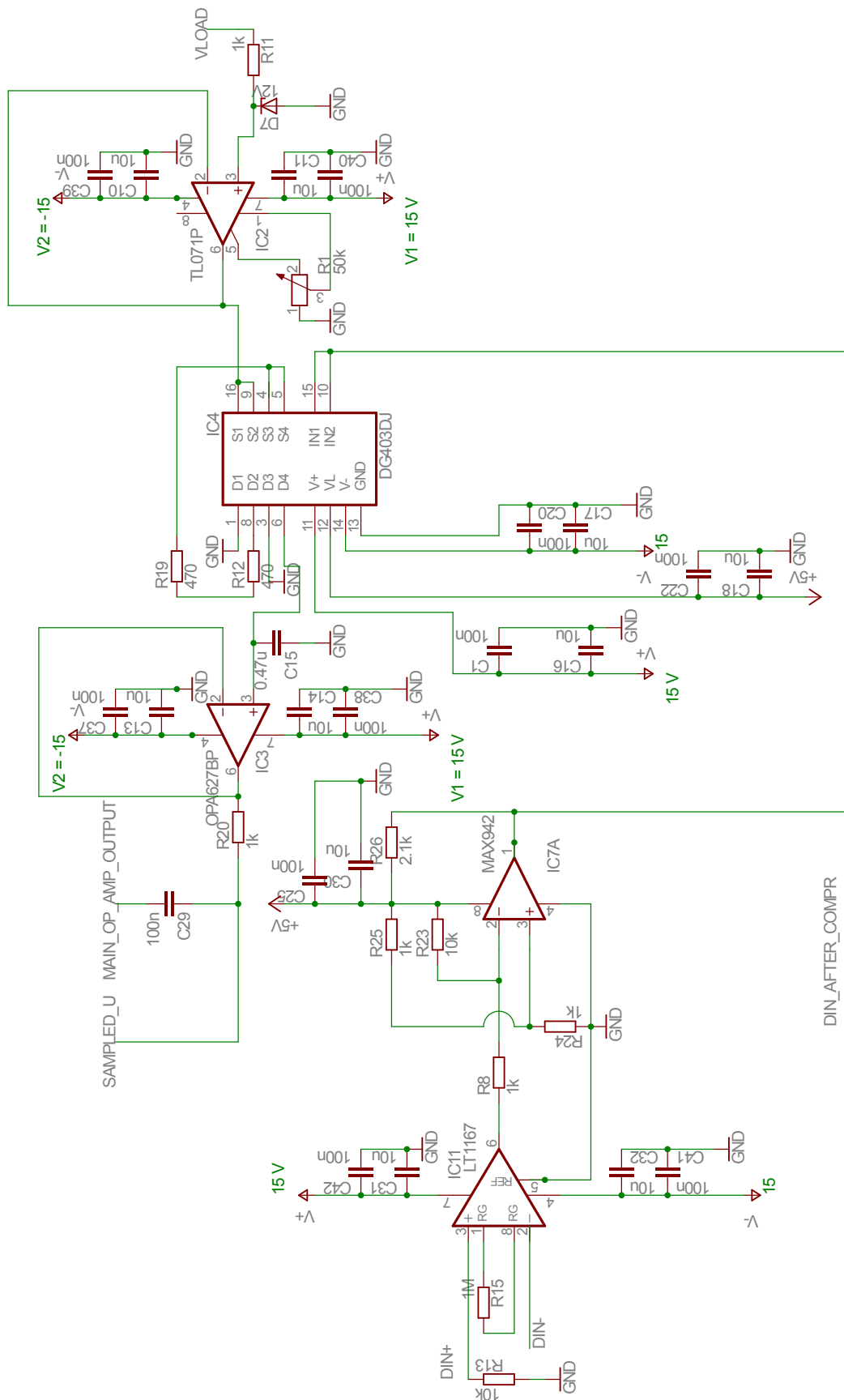
## A Ohjauspiirin piirilevyn kytkentäkaaviot



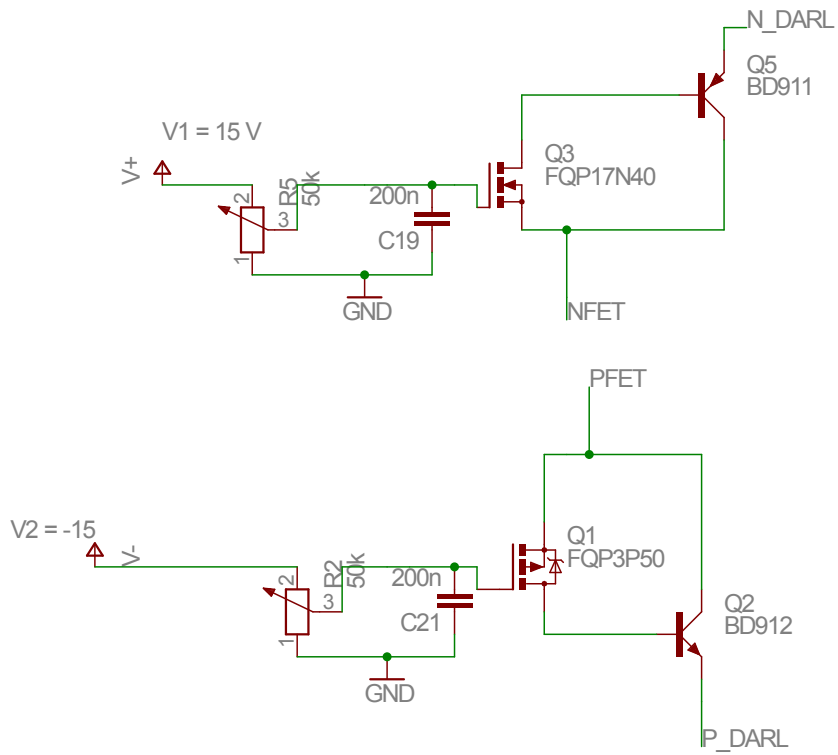
Kuva 33: Ohjauspiirin liitin.



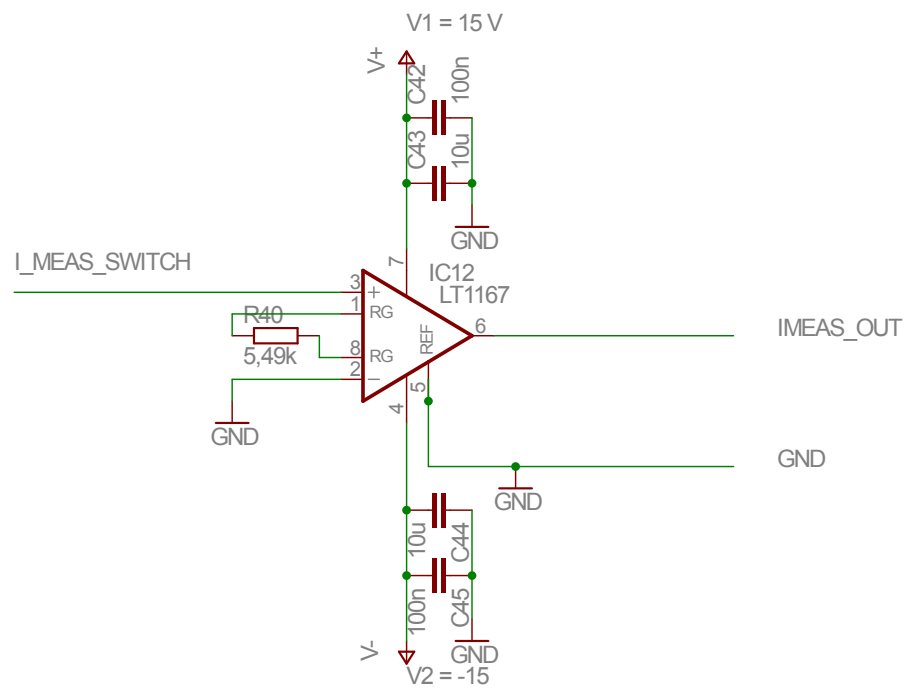
Kuva 34: Ohjauspiirin pääoperaatiovahvistimen kytkentäkaavio.



Kuva 35: Näytteistystspiirin kytkentäkaavio.



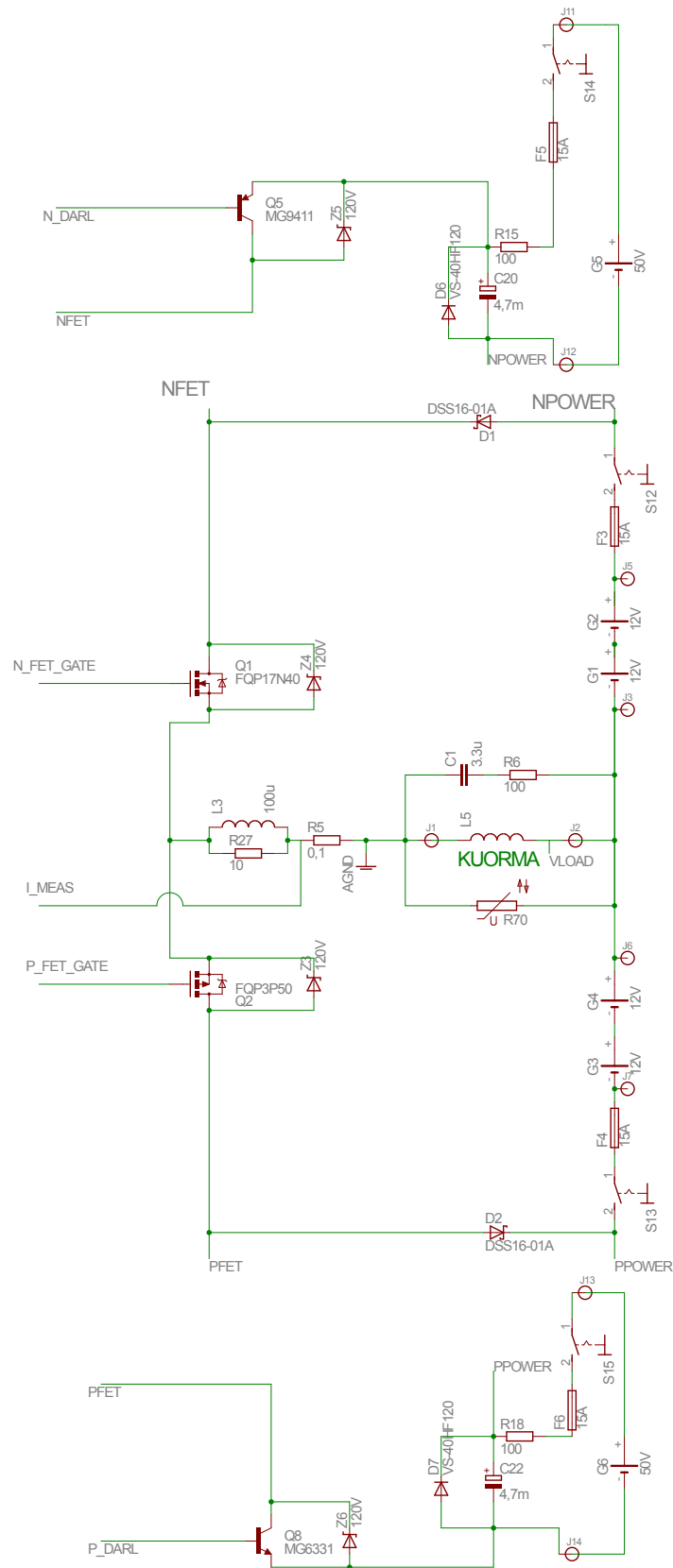
Kuva 36: Lisäjännitelähteiden ohjauksen ohjauspiirillä oleva osa.



Kuva 37: Laitteen virranmittauslähtö.

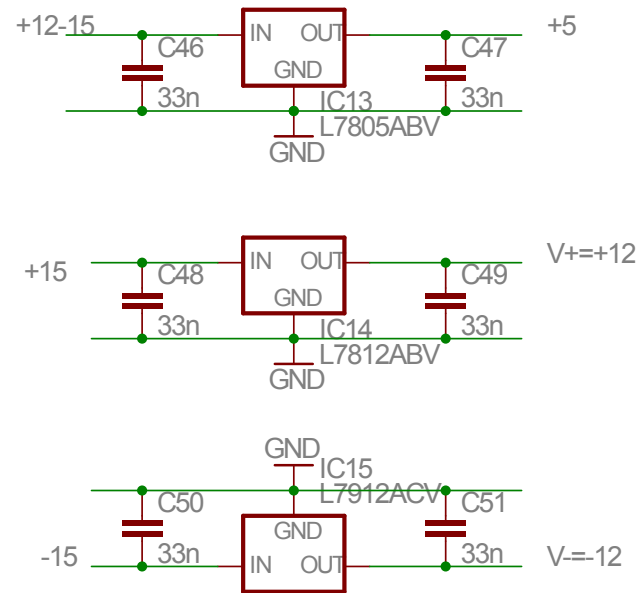


## B Pääteasteen kytkentäkaavio

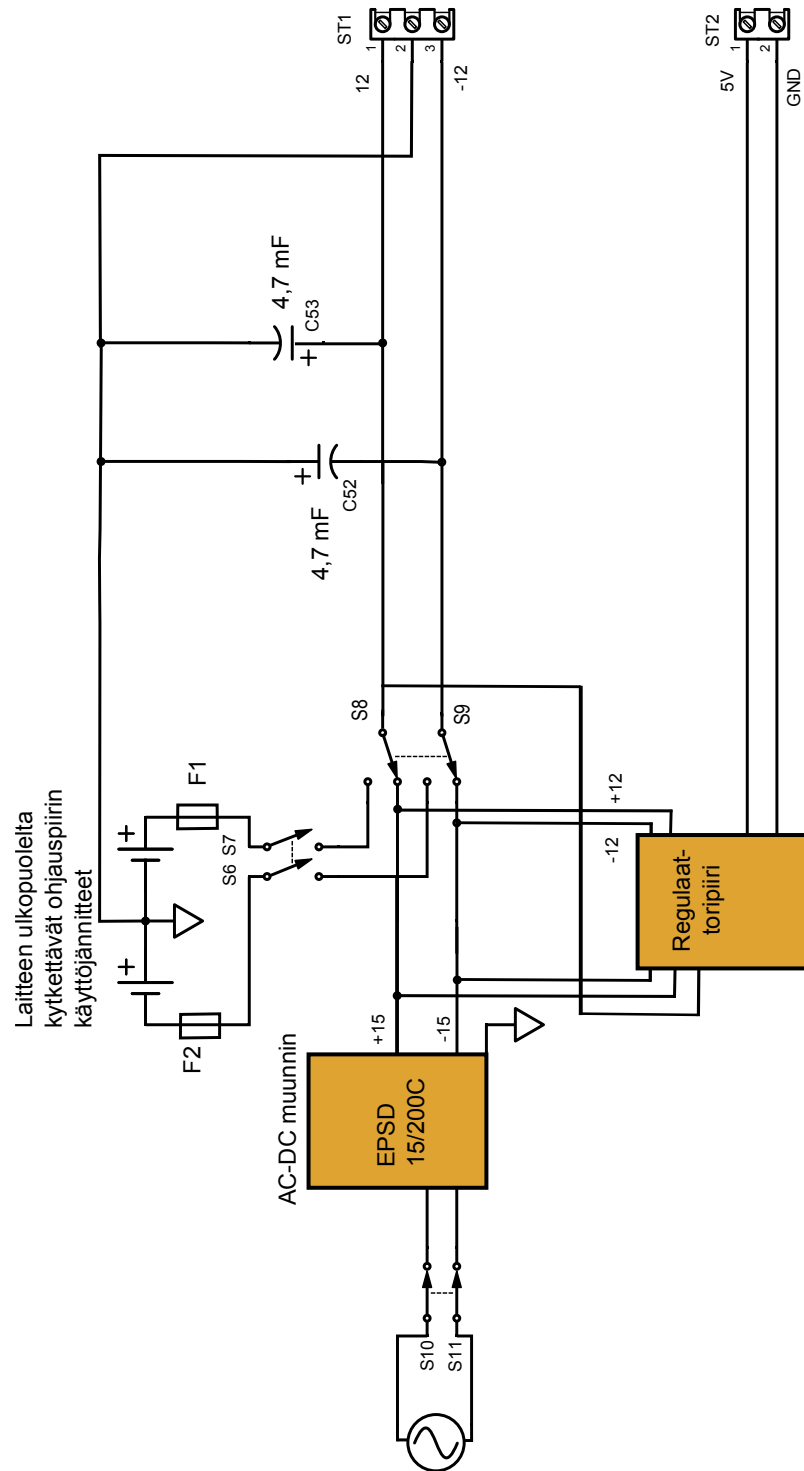


Kuva 38: Pääteasteen ja lisäjännitelähteiden kytkentäkaaviot.

## C Ohjauspiirin käyttöjännitteiden kytkennät



Kuva 39: Regulaattorien kytkentäkaavio. Tässä työssä piirin testauksessa vain digitaalisen käyttöjännitteen tuottava IC13 oli käytössä. IC13:a ja IC14:a käytetään ainoastaan, kun käyttöjännitteet tuotetaan verkkovirrasta lineaarisen AC-DC-jännitelähteen avulla.



Kuva 40: Ohjauspiirin käyttöjännitteiden kytkentä.